

INTRODUCERE

Prezenta lucrare se înscrie în prevederile actualului cincinal - cincinalul eficienței și a unei noi calități - precum și care se referă la realizarea unor tipuri de mașini, agregate și instalații, cu performanțe tehnico-economice și funcționale la nivelul celor mai avansate realizări pe plan mondial.

În cadrul acestei lucrări se prezintă un nou tip de mașină sincronă „Mașina sincronă cu excitație dublă cu câmp de excitație variabil față de axele rotorului (M S E D V)” care constituie obiectul depunerii de invenție Nr. 0069/02.08.1985 depus de autor la B.D.S.I.P.T.

La realizarea acestei lucrări autorul a fost îndrumat cu deosebită competență, grijă și atenție de conducătorul științific, prof. dr. ing. Novac Ioan care a contribuit la formarea sa, atât ca student, cât și ca cercetător. Autorul își aduce pe această cale expresia unei profunde recunoștințe.

Autorul exprimă calde mulțumiri și recunoștință întregului colectiv al Catedrei de electroenergetică a Facultății de electrotehnică din cadrul Institutului Politehnic "Traian Vuia" din Timișoara, și în special colegilor din colectiviul de P.E.C. care, în diferite ocazii, l-au sprijinit sub diferite forme pentru a putea duce la bun sfârșit această lucrare.

Autorul exprimă pe această cale sincere mulțumiri conducerei întreprinderii ELECTROCIOR și atelierului de prototipuri din cadrul acesteia, pentru sprijinul acordat la executarea modelului experimental.

În mod deosebit autorul ține să-și exprime recunoștința personală față de conducător și grijă pe care a manifestat-o, pentru deosebitul sprijin acordat.

Autorul mulțumește tuturor celor care au contribuit la prezentarea lucrării sub această formă.

1.	POSSIBILITATE DE LARGIR A DOMINIULUI DE FUNC-	
	TIONARE STABILĂ A CE MAJORITATEI SINCRONE CU-	
	PLATE ÎNTR-UN SISTEM DISCRETEZINGERIC	1
1.1.	Generalități	1
1.2.	Domeniul de funcționare a generatorilor sincrone	1
1.3.	Extinderea domeniului de funcționare static stabilă	
	a generatorilor sincrone, peate limită stabilită-	
	ții relative	3
1.3.1.	Punerea problemei	3
1.3.2.	Metode folosite pînă în prezent pentru extinderea	
	domeniului de funcționare	5
1.3.2.1.	Reglajul modulului t.c.m. U_{EB}	5
1.3.2.2.	Divizarea înfășurării de excitație	8
1.3.3.	Metodă propusă de autor	10
1.3.3.1.	Punerea problemei	10
1.3.3.2.	Posibilități de realizare a cîmpului de exci-	
	tație Φ_{EB} eliptic de axele rotorului	12
2.	MODELUL MATEMATIC AL MAȘINII SINCRONE CU EXCI-	
	TATIE ÎNLLA CU CURE DE EXCITAȚIE VARIABILĂ PATA	
	DE ALBEE ROTORULUI (M. S. E. D. V).	15
2.1.	Generalități	15
2.2.	Mașina M. S. E. D. V. reală	15
2.3.	Mașina M. S. E. D. V. idealizată	17
2.3.1.	Caracteristicile mașinii idealizate	17
2.3.2.	Ecuațiile mașinii idealizate	22
2.4.	Mașina M. S. E. D. V. echivalentă	24
2.4.1.	Transformările de variabile	25
2.5.	Modelul matematic al mașinii echivalente	29
2.5.1.	Ecuațiile funcționării	29
2.5.2.	Ecuația de mișcare a rotorului mașinii echi-	
	valente	30
2.5.3.	Ecuațiile de funcționare a mașinii echivalente	
	în unități relative	30

2.5.3.1. Metodologia aplicării sistemului de unități relative	30
2.5.3.2. Ecuațiile cu mărimile reduse la nivelul înfășurătorilor statorice în formă matricială.	30
2.5.3.3. Sistemul mărimilor de bază	33
2.5.3.4. Ecuațiile de funcționare a mașinilor echivalente în unități relative sub formă dezvoltată.	35
2.5.4. Analiza ecuațiilor de funcționare	40
2.6. Concluzii.	41
Capitolul 3. FUNCȚIONAREA MAȘINII MSBDV CONECTATA LA REȚEA,	43
3.1. Noțiuni generale.	43
3.2. Regimul permanent de funcționare a mașinii.	43
3.2.1. Ecuațiile de funcționare	43
3.2.2. Diagrama fazorială a mașinii	46
3.2.3. Calculul mărimilor corespunzătoare unui regim staționar.	54
3.2.3.1. Condițiile de calcul.	54
3.2.3.2. Algoritmul de calcul al mărimilor corespunzătoare regimului staționar normal.	57
3.2.4. Regimurile de funcționare ale mașinii MSBDV	58
3.2.4.1. Expresia cuplului mașinii funcție de unghiul δ_g	59
3.2.4.2. Determinarea domeniului valorilor lui δ_g corespunzătoare regimului de generator respectiv regimului de motor.	61
3.2.4.3. Caracteristicile de funcționare ale mașinii MSBDV în regim de generator	62
3.3. Stabilitatea funcțională a mașinii MSBDV	71
3.3.1. Extinderea criteriului $dP/d\delta_g$ la mașina MSBDV.	71
3.3.2. Expresia cuplului sincronizant	73
3.3.3. Influența diferitelor mărimi asupra stabilității funcționării	73

3.4. Concluzii	80
Capitolul 4. INVESTIGAȚIA PE CALCULATOR A REGIMURILOR DE FUNCTIONARE STABILĂ	81
4.1. Noțiuni generale	81
4.2. Stabilitatea statică	81
4.2.1. Definițiile micilor oscilații	81
4.2.2. Modelul mecanic Antrare-stare-ieșire	86
4.2.3. Analiza stabilității rezultatului de func- ționare	89
4.2.4. Algoritmul de calcul al stabilității sta- tice	91
4.3. Prelucrarea și analiza rezultatelor	93
4.3.1. Stabilirea punctelor de funcționare	93
4.3.2. Analiza rezultatelor	95
4.4. Concluzii	113
Capitolul 5. REGIMUL STATIONAR AL MODELULUI EXPERIMEN- TAL M S B D V-01	115
5.1. Prezentarea bazei materiale	115
5.1.1. Caracteristici constructive	115
5.1.2. Caracteristici tehnice	118
5.1.3. Standul de probă	121
5.2. Regimul staționar de funcționare a modelului experimental MSBDV-01. Incercări experimentale	122
5.2.1. Funcția în paralel a magistrelor cu rețeaua și încercarea constructivă	122
5.2.2. Caracteristicile de funcționare în regim staționar ale modelului experimental M S B D V-01	124
Capitolul 6. CONCLUZII FINALE	131
Capitolul 7. A N E X E	135
BIBLIOGRAFIE	185

Capitolul 1.

POSSIBILITATI DE LARGIRE A DOMENIULUI DE FUNCTIONARE STABILA A GENERATOARELOR SINCRONE CUPLATE INTR-UN SYSTEM ELECTROENERGETIC.

1.1. Generalități.

Pînă în prezent se cunosc următoarele căi de producere a energiei electrice /6 p. 59-102/:

- a) Centrale electrice: centrale termoelectrice, centrale hidroelectrice, centrale nuclearelectrice;
- b) Centrale electrice speciale: centrale maremetrice, centrale geotermice, centrale soliene, heliocentrale;
- c) Instalații speciale de producere a energiei electrice: pile de combustie, generatoare termionice, generatoare magnetohidrodinamice.

Producerea energiei electrice pe scară industrială, pînă în prezent, are loc în centrale electrice, unde elementul care transformă energia primară în energie electrică este generatorul sincron trifazat. Puterea unitară a acestuia, în scopul satisfacerii cu cheltuieli reduse a consumului de energie electrică în continuă creștere, are o evoluție ascendentă /1/, /28/, /98/, /125/, /148/.

La toate generatoarele sincrone, cu toată diversitatea lor caracterizată prin forme constructive deosebit de variate /145/ și o continuă creștere a puterii unitare /125/, se disting trei legături cu elementele exterioare /35 p.68/:

- Legătura prin bornele înfășurării statorice, care conectează electric generatorul la rețea, respectiv sistem;
- Legătura prin arbore, care conectează mecanic rotorul generatorului la mașina și instalațiile primare;
- Legătura prin bornele înfășurării de excitație, care conectează electric generatorul la sistemul de excitație și de reglare a tensiunii.

Comportarea generatorului nu depinde numai de caracteristicile sale proprii ci și de caracteristicile mărimilor de intrare sau de ieșire ale elementelor exterioare la care este conectat /36/.

1.2. Domeniul de funcționare a generatoarelor sincrone.

Factorii care delimitează domeniul de funcționare a generatoarelor sincrone cuplate într-un sistem electroenergetic (SE) se examinează pe diagrama puterilor, denumită și diagrama de funcționare a mașinii sau diagrama de performanțe /48 p.205/, /119 p.187/. Din fig.

1. Se observă că ținând cont de limitele impuse de solicitările materialelor active ale mașinii, punctul de funcționare se poate găsi în interiorul conturului ABCDE, dar în condițiile de stabilitate

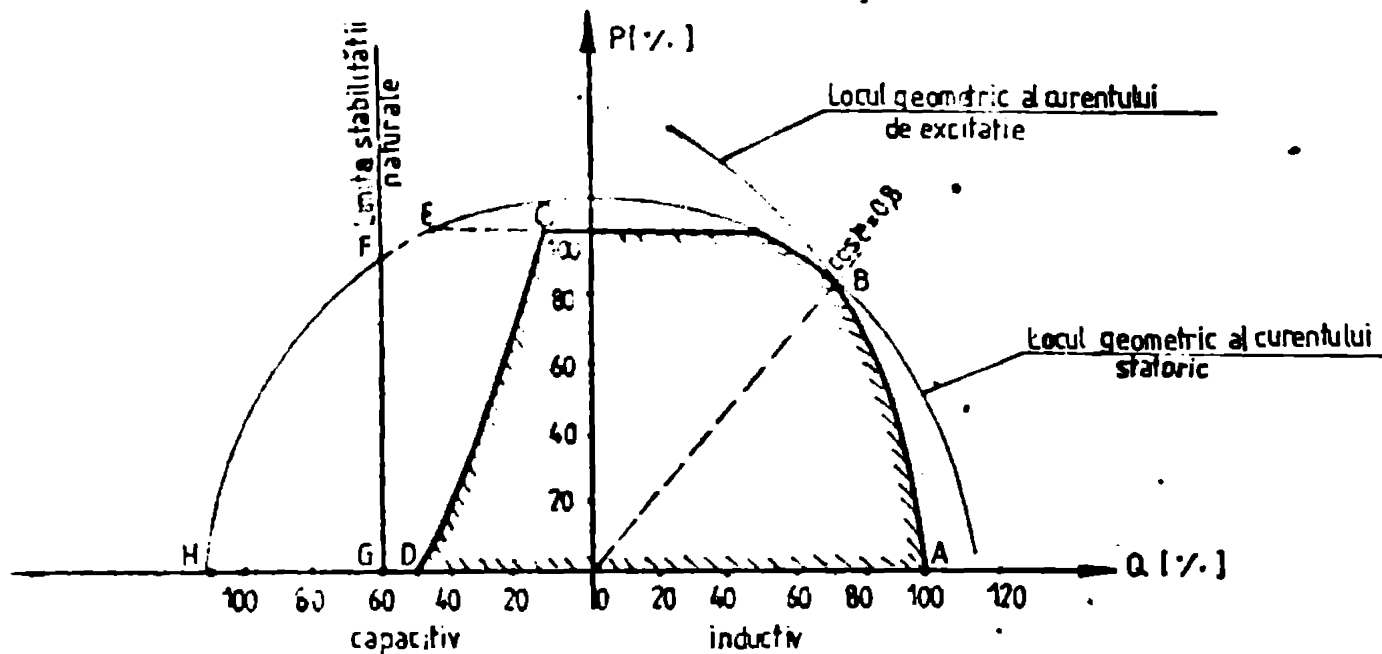


Fig. 1.1. Diagrama de performanțe pentru un turbogenerator fără K.A.T., conectat pe bară de putere infinită.

adică naturală, domeniul de funcționare se reduce la conturul ABCDE.

Asigurarea siguranței în funcționare a SE impune crearea unei rezerve de stabilitate statică și dinamică [48], [53], [119], adică punctul de funcționare a generatorului este bine să nu fie plasat în exteriorul regiunii de funcționare capacitive mai ales în interiorul conturului ABCDE (fig. 1.1), care asigură o rezervă de stabilitate deosebită de experiența exploatarei SE.

În această situație domeniul complet de funcționare este delimitat de conturul ABCD, rămânând neexplorată zona limitată de conturul CDE, însă în care materialele active nu sînt suprasolicitate.

Contrar celor arătate mai sus, SE moderne favorizează apariția regiunilor de funcționare capacitive a generatoarelor și anume:

- a) Sporirea tensiunii și lungimii liniilor de transport au făcut ca rețelele de distribuție să capete un pronunțat caracter capacitive, în regimuri de sarcină redusă (goluri de noapte, zile de odihnă) fiind un excedent de putere reactivă [20], [48], [73], [110] (fig. 1.2).
- b) De exemplu, în cadrul SE al țării noastre, pe liniile de 400 kV ce asigură transportul puterii de la C.N.E. Forțele de Fier spre București

și Dobrogea, în urma unor calcule preliminare, a rezultat un excedent de putere reactivă de 450 MVAR /73/;

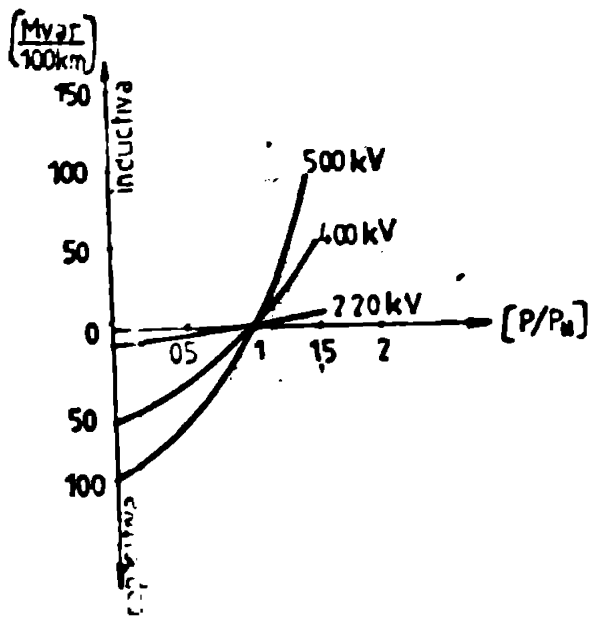


Fig.1.2. Variația puterii reactive la liniile de f.f.t. în funcție de puterea activă transportată /48/.

b) Folosirea liniilor în cablu la tensiuni înalte, impusă de: aglomerări urbane, pătrunderea la stații de racord adânc, traversarea de fluvii sau canale maritime cu deschideri mari, etc., aduce un aport însemnat la sporirea excedentului de putere reactivă datorat impedanței caracteristice de 18 - 30 ori mai mici decât la liniile aeriene /8/, /14/, /48/

c) Creșterea factorului de putere la consumatori /20/, /73/, /110/. În aceste con-

diții impune de SE este necesar și totodată economic, ca domeniul de funcționare să poată fi extins și în regim capacitiv până la limitele impuse de solicitările materialelor active.

1.3. Extinderea domeniului de funcționare static stabilă a generatoarelor sincrone, peste limita stabilității naturale.

1.3.1. Enunțarea problemei.

Lupă cum se știe, mașina sincronă prezintă o particularitate cu implicații deosebite pentru funcționarea sa și a SE unde este cuplată și anume: necesitatea unei corespondențe riguroase între viteza unghiulară de rotație a rotorului și frecvența rețelei.

Mișcarea rotorului mașinii este dată de relația:

$$\frac{J}{p} \frac{d^2\theta}{dt^2} = M + M_e \quad (1.1)$$

unde:

J este momentul de inerție al maselor în mișcare, p - numărul perechilor de poli, M - cuplul mecanic la arbore, M_e - cuplul electromagnetic dezvoltat de generator, iar θ este unghiul electric dintre axa de referință și axa longitudinală d.

Prin convenție, cuplurile se consideră pozitive când se acționează în sensul în care se rotește câmpul magnetic învârtitor.

Unghiul θ se exprimă sub forma:

$$\theta = \omega_s \cdot t + \theta_0 \tag{1.2}$$

θ_0 este unghiul dintre axa cîmpului de excitație θ_B și axa polului magnetic din întrefier θ_G (unghiul de sarcină), iar ω_s este pulsația sincronă, rezultă că:

$$\frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{d^2\theta_0}{dt^2} \tag{1.3}$$

În această situație ecuația mișcării (1.1) devine:

$$\frac{J}{p} \frac{d^2\theta_0}{dt^2} = M + M_e \tag{1.4}$$

O funcționare stabilă are loc atunci cînd există egalitate între cuplul mecanic M și cel electromagnetic M_e , deci cînd:

$$\frac{d^2\theta_0}{dt^2} = 0 \tag{1.5}$$

În caz de o perturbare infinit mică, care conduce la o modificare a turației motorului motorului, ceea ce se exprimă prin:

$$\frac{d^2\theta_0}{dt^2} \neq 0 \tag{1.6}$$

pentru a păstra funcționarea stabilă, cuplul dinamic ΔM ($\Delta M = M + M_e$) trebuie să tindă în timp spre zero /55 p. 24/.

Această condiție este îndeplinită în mod natural pentru unghiuri de sarcină $\theta_0 < 90$ grade, atât pentru generatoarele sincrone cu construcție obișnuită (cu excitație după o singură axă) /37 p. 30/, cât și pentru generatoarele cu excitație pe două axe /53/.

Pentru unghiuri de sarcină $\theta_0 > 90$ grade trebuie acționat din exterior /37/, /53/, /59/.

În ecuația mișcării (1.4) intervin cuplurile: mecanic M și electromagnetic M_e , a cărui expresie pentru o mașină cu poli înecați, neglijând pierderile, este /55 p. 54/:

$$M_e = \frac{m}{\Omega} \cdot \frac{U \cdot U_{eB}}{X_B} \sin \theta_0 \tag{1.7}$$

unde m este numărul fazelor mașinii, Ω - viteza unghiulară a rotorului, U - valoarea efectivă a tensiunii pe fază, U_{eB} - t.e.m. pe pol, X_B este reactanța sincronă.

Pentru a evita o intervenție din exterior, în sensul păstrării unei funcționări stabile a mașinii, se pot face două lucruri: se poate acționa asupra lui M și prin bornele înfășur-

rării de excitație - acțiune asupra lui M_e . Deci pentru păstrarea unei funcționări stabile în urma unei perturbații, un rol primordial îl au mărimile de intrare de la arborele mașinii și de la bornele de excitație și modul lor de variație în timpul regimului tranzitoriu. Teoretic există două posibilități de acționare din exterior și anume:

a) Reglarea rapidă a cuplului mecanic M la arborele mașinii în ritmul modificării unghiului de sarcină Θ_0 , astfel încât ΔM să tindă în timp spre zero;

b) Reglarea rapidă a cuplului electromagnetic M_e , dezvoltat de mașină, în ritmul modificării unghiului de sarcină Θ_0 , astfel încât ΔM să tindă în timp spre zero.

Metoda de la punctul (a), se arată în /53/, /54/, a fost propusă pentru un compensator sincron, dar nu poate fi luată în considerare la generatoarele de mare putere din cauza imposibilității modificării rapide a cuplului motor. Acțiunea reguletoarelor de turație se face simțită de abia după 0,2...0,4 secunde de la modificarea sarcinii generatorului /89 p 244/, /143 p 92/, de multe ori necontribuind la amortizarea oscilațiilor, ci din contră provocând oscilații negative /33/. Reguletoarele de turație se fac mult mai puțin simțite în regimurile dinamice decât reguletoarele de tensiune. /117/, /105/. Deci practic rămâne în discuție numai metoda de la punctul (b).

Din relația (1.7) ținând cont că: tensiunea la borne U este impusă de SB, iar reactanța X_e este un parametru care cu bună aproximație se poate considera constant, rezultă că asupra cuplului electromagnetic M_e se poate acționa doar reglând modulul t.e.m.

U_{eB} , respectiv unghiul de sarcină Θ_0 .

1.3.2. Metode folosite până în prezent pentru extinderea domeniului de funcționare.

1.3.2.1. Reglajul modulului t.e.m. U_{eB} .

La generatoarele de construcție obișnuită, se poate regla doar modulul t.e.m. U_{eB} , prin modificarea curentului de excitație.

Tendința actuală în ce privește construcția generatoarelor sincrone, ca și cum s-a arătat în paragraful 1.1, este în sensul creșterii puterii unitare. De aceea că puterea aparentă S a generatorului este legată de volumul părților sale active ($D^2 \cdot L$) și viteza de rotație Ω prin relația /125/:

$$S = K \cdot L^2 \cdot L \cdot \Omega \cdot A \cdot B \quad (1.8)$$

unde: A reprezintă plasa de curent, B - inducția magnetică în in-

sefiar, iar K o constantă. Creșterea puterii pe unitatea de volum (VA/D^3) cere deci creșterea produsului $A \cdot B$. Cum nu este deloc posibilă creșterea sensibilă a lui B din cauza saturației miezului magnetic, parametrul care convinge o creștere sensibilă este A , care se revine la creșterea conductivității curentului în înfășurare, adică pierderi Joule mari, care sînt evacuate prin procedee de răcire directă a conductoarelor.

Față de cerințele exploatării SE evoluția naturală a parametrelor mașinii sincrone (evoluție rezultată din legile interne, proprii mașinii electrice, considerată ca o unitate de sine stătătoare) în direcție directă, este de regulă contradictorie. Valorile relativ mici ale pinzei de curent, fac posibilă realizarea mașinii la gabarite mici și randamente comparabile cu mașinile răcite, după schema de răcire indirect /11/. Totodată, creșterea pinzei de curent determină măștrarea reactanțelor mașinii - caracteristice regimurilor staționare și tranzitorii - și decresșterea constantelor de timp mecanice ale acestora /11/. Constantă de timp mică înseamnă intrarea rapidă în oscilație a rotorului mașinii în cazul unei perturbații ΔM în cuplului, iar reactanță mare, îngreunarea modificării rapide a curenților electromagnetici prin intermediul t.e.m. U_{eF} (vezi relația 17).

Rezolvarea contradicției semnalate în vederea sporirii siguranței în funcționare a SE, a condus la creșterea interesului față de sistemele de excitație. Influența funcționării sistemului de excitație și de reglare a tensiunii (RAS) asupra funcționării generatorului sincron, este abordată de mulți cercetători în diferite scopuri, și anume:

- de a găsi corelația dintre parametrii sistemului de excitație și de reglare a tensiunii și comportarea generatorului /15/, /21/, /27/, /29/, /30/, /44/, /45/, /47/, /65/, /77/, /78/, /79/, /86/, /118/, /131/, /137/, /147/, /150/, /139/;

- de a stabili cerințele ce trebuie impuse sistemelor de excitație și de reglare a tensiunii /16/, /43/, /83/, /103/, /106/, /111/, /136/, /145/;

- de a proiecta reglatoarele cu caracteristici optime /46/, /48/, /63/, /64/, /70/, /91/, /108/, /109/, /124/, /140/, /141/, /151/, /152/;

- de a găsi posibilitățile de legile de reglare a tensiunii corespunzătoare regimurilor de funcționare /10/, /41/, /43/, /84/, /129/, /142/, /154/, /154/.

Rezolvarea problemelor enumerate mai sus, facilitată și de trecerea la sistemele de excitație cu redresoare ionice și a celor cu

dispozitive semiconductoare comandate /9/, /75/, /153/, /154/, /155/, /156/, /157/, au permis obținerea lărgirii domeniului de funcționare la unghiuri de sarcină ce depășesc cu mult 90 grade:

Unghiul de sarcină maxim la care se poate ajunge prin reglaj depinde de viteza de reglare /37 p.284/:

$$\frac{d U_{eB}}{d \theta_0} = - U_{eB} \operatorname{ctg} \theta_0 \quad (1.9)$$

care, după cum se vede, este proporțională cu $\operatorname{ctg} \theta_0$. La $\theta_0 \cong 180$ grade, unde rezultă $-\operatorname{ctg} \theta_0 \cong \infty$, practic nu se poate realiza un reglaj care să permită funcționarea stabilă a mașinii. Aceasta rezultă ca urmare a faptului că la unghiuri de sarcină mari, apropiate de 180 grade, poziția înfășurării de excitație față de câmpul rezultat din întrefier este astfel încât perpendicular pe acesta, rezultă o componentă redusă a solenației inductoare și deci reglajul modulului solenației inductoare nu mai este eficient.

În literatura de specialitate există numeroase date, care cuprind rezultate privind funcționarea generatoarelor clasice la unghiuri de sarcină ce depășesc 90 grade /54/, /86/, /111/, /43/, /131/, /150/, rezultate care arată limitele posibile obținute prin reglajul modulului t.e.m. U_{eB} . Valoarea maximă a unghiului de sarcină obținută în mod practic a fost de circa 134 grade în cazul utilizării unor reglatoare perfecționate /86/.

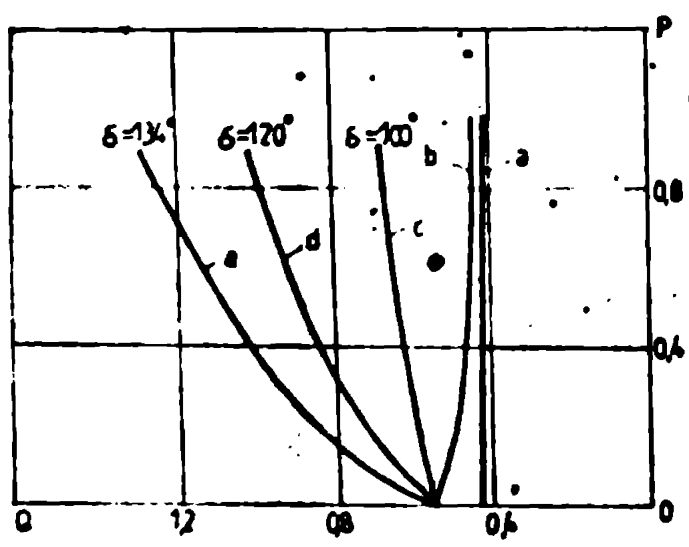


Fig.1.3. Curbele stabilității limită /86/.

- a - mașina cu poli înecați, fără RAB;
- b - mașina cu poli aparenti, fără RAB;
- c, d, e - mașina cu poli înecați, cu RAB.

Lin fig.1.3 se observă că odată cu micșorarea încălzirii generatorului - la puteri active mici - limitele pentru mașinile cu reglaj se apropie de cele fără reglaj. Deci tocmai la regiunea slabă încălzire (goluri de sarcină) când apare excedentul de putere

ativă, reglajul modulului t.e.m. U_{eB} nu are eficiența scontată.

1.3.2.2. Divizarea înfășurării de excitație.

Unghiul de sarcină α -a presupus că nu se poate regla pînă la finele deceniului al șaselea, cînd Botvink în 1960 pune la punct mașina sincronă esincronizată /24/, /25/, iar H. Sopen menționează introducerea unei înfășurări de excitație suplimentară, utilizată în anumite cazuri tranzitorii în scopul sporirii puterii limitate transmisă pe linii de înaltă tensiune /67/, /81/.

Preocupăm un generator sincron cu două înfășurări de excitație; o înfășurare dispusă după axa d (ca în cazul generatoarelor de construcție obișnuită), parcursă de curentul i_{Bd} și o înfășurare dispusă după axa q, parcursă de curentul i_{Bq} (vezi fig.1.4). Expresia puterii

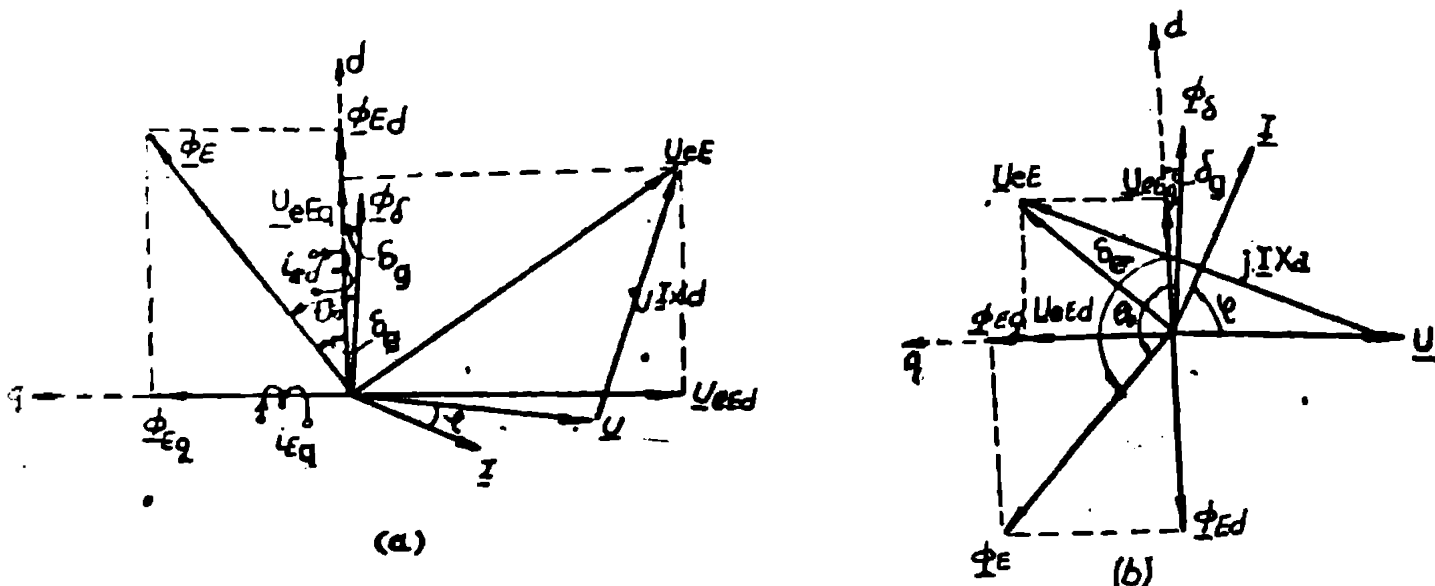


Fig.1.4. Diagrama fazorială a generatorului cu excitație pe două axe.

a - în regim inductiv; b - în regim capacitiv; U - tensiunea la borne; U_{eE} - t.e.m. indusă de câmpul de excitație rezultat ϕ_{δ} ; U_{eBd} - t.e.m. indusă de câmpul de excitație ϕ_{Bd} al înfășurării după axa d; U_{eBq} - t.e.m. indusă de câmpul de excitație ϕ_{Bq} al înfășurării după axa q; ϕ_{δ} - câmpul rezultat din întrefier.

electromagnetice P , pentru un astfel de generator, în situația neglijării anizotropiei magnetice a rotorului și considerînd că cele două înfășurări sînt identice, este /53/:

$$P = m \cdot \frac{U}{\Lambda_B} U_{eB} \sin \theta_0 \quad (1.10)$$

ca cuplului electromagnetic:

$$M_e = \frac{m}{\Omega} \frac{U}{X_s} U_{eB} \sin \theta_0 \quad (1.11)$$

unde:

$$U_{eB} = \sqrt{U_{eBd}^2 + U_{eBq}^2}; \quad \theta_0 = \delta_g + \delta_e \quad (1.12)$$

Significația notațiilor din relația (1.12) rezultă din fig. 1.4. Cele două componente δ_g și δ_e ale unghiului de sarcină θ_0 , influențează separat mărimea acestuia. Astfel, unghiul δ_g este dat de poziția geometrică a rotorului față de axa câmpului resultant din întrefier, iar unghiul δ_e , exprimat sub forma:

$$\delta_e = \arctg \frac{i_{Bd}}{i_{Bq}} \quad (1.13)$$

poate fi influențat din exterior prin schimbarea raportului celor doi curenți de excitație.

Expresia (1.11) este asemănătoare cu expresia (1.7), aici intervenind de asemenea: tensiunea la borne U , valoarea t.e.m. induse U_{eB} , reactanța sincronă X_s și unghiul de sarcină θ_0 . Deosebirea esențială constă în faptul că, în timp ce în cazul mașinilor de construcție obișnuită, unghiul de sarcină θ_0 este rigid legat de poziția rotorului, în cazul de față este o mărime care poate fi direct influențată din exterior, după cum s-a arătat mai sus, prin reglarea celor doi curenți de excitație i_{Bd} și i_{Bq} .

Rezultă că, această soluție constructivă (divizarea înfășurării de excitație) permite ca prin intermediul legăturii prin bornele înfășurării de excitație să se poată acționa asupra cuplului electromagnetic M_e , atât reglînd modulul t.e.m. U_{eB} cît și unghiul de sarcină θ_0 .

La generatoarele cu excitație pe două axe, la care în regim normal, axa d se menține pe direcția câmpului resultant din întrefier $\delta_g = 0$ (cînd i_{Bq} produce un cuplu $M_e = M$), stabilizarea artificială a mașinii se poate realiza cu viteză de reglaj finită (RAT obișnuite), pînă la unghiuri de sarcină $\theta_0 = 180$ grade /53/, /59/.

Problema generatoarelor cu excitație pe două axe este abordată în diferite lucrări ca: /8/, /5/, /52/, /53/, /80/, /82/, /102/, /42/, /51/, /59/, /93/, /130/, /120/, /132/, /133/, /134/, /135/, /3/, /4/, /66/, /82/, /54/, /152/, /99/, /159/, unde sînt analizate principiile de funcționare și constructive ale acestora și se arată, pe baza unor rezultate experimentale respectiv a unor modele matematice, posibilitățile calitative superioare de funcționare, atît în regimurile staționare, cît și cele dinamice ale mașinilor sincrone cu dublă excitație față de cele

structură oblică.

1.3.3. Metodă propusă de autor.

1.3.3.1. Punerea problemei.

Din cele prezentate mai sus rezultă că, cuplul electromagnetic al unei mașini sincrone (în condiția neglijării anizotropiei magnetice rotorilor în funcție de curent) este indiferent cu ce se vorbește de o mașină cu două poli sau de o mașină cu două axe, câte dat relația:

$$M_e = \frac{m}{\Omega} \cdot \frac{U}{X_B} \cdot U_{eB} \cdot \sin \theta_0 \quad (1.14)$$

Încăpăunem un generator sincron cu două înfășurări de excitație, E_A respectiv E_R , decalate între ele cu un unghi oarecare ($\beta \neq 90^\circ$ vezi fig.1.5). Din fig.1.5 rezultă că:

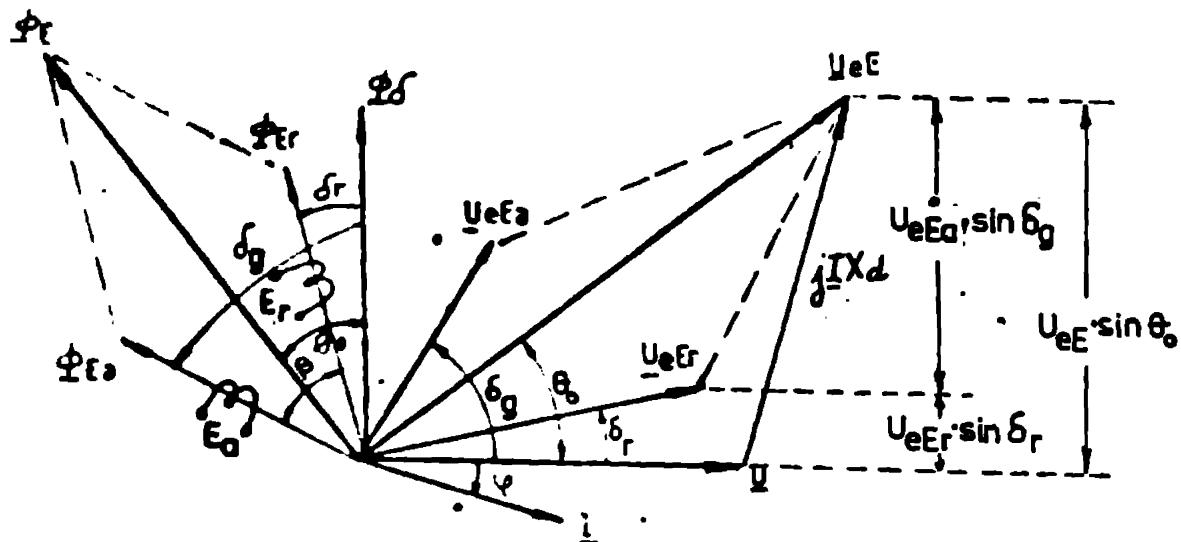


Fig.1.5. Diagrama fazorială a generatorului sincron cu două înfășurări de excitație decalate între ele cu un unghi oarecare.

- E_B - t.e.m. indusă de câmpul de excitație rezultant Φ_B ;
- E_A - t.e.m. indusă de câmpul de excitație Φ_{BA} al înfășurării E_A ;
- E_R - t.e.m. indusă de câmpul de excitație Φ_{BR} al înfășurării E_R ;
- U - tensiunea la borne.

$$U_{eB} \sin \theta_0 = U_{eBA} \sin \delta_g + U_{eBR} \sin \delta_r \quad (1.15)$$

Înlocuind relația (1.15) în (1.14) se obține:

$$M_e = \frac{m}{\Omega} \cdot \frac{U}{X_B} (U_{eBA} \sin \delta_g + U_{eBR} \sin \delta_r) \quad (1.16)$$

Dacă unghiul $\delta_r = 0$, ceea ce se obține când datorită curentului

din înfăşurarea E_a se produce un cuplu electromagnetic M_e egal, ca valoare, cu cel mecanic la arbore M şi dacă, fluxul de excitaţie Φ_{Er} se menţine pe direcţia cîmpului rezultat din întrefier Φ_δ indicat, ferent de încărcarea maşinii - cîmp de excitaţie variabil ca poziţie faţă de rotor (eliberat de axele rotorului) - relaţia (1.16) devine:

$$M_e = m \cdot \frac{1}{\Omega} \frac{U}{X_s} U_{eBa} \sin \delta_g \quad (1.17)$$

În acest caz înfăşurarea de excitaţie E_r contribuie numai la producerea puterii reactive, iar cuplul electromagnetic M_e depinde doar de t.s.m. U_{eBa} şi poziţia rotorului dată prin unghiul δ_g (unghiul δ_g depinde de poziţia geometrică a rotorului în raport cu cîmpul rezultat din întrefier, fiind unghiul dintre axa d şi Φ_δ avînd rolul lui θ_0 de la maşinile clasice) exact ca în cazul maşinilor sincrone clasice.

S-a arătat în paragraful (1.3.1) că maşinile sincrone de construcţie obişnuită prezintă o funcţionare stabilă fără nici un regleaj suplimentar al curentului de excitaţie, atît timp cît unghiul dintre axa înfăşurării de excitaţie şi axa cîmpului magnetic rezultat din întrefier $\theta_0 < 90$ grade. Deci în această situaţie este suficient să se aducă rotorul într-o poziţie în care $\delta_g < 90$ grade, în modul acesta maşina stabilizîndu-şi funcţionarea în mod natural.

Pentru o funcţionare a maşinii în domeniul inductiv trebuie ca înfăşurarea de excitaţie E_r să producă un flux Φ_{Er} de acelaşi sens cu fluxul Φ_δ cînd $\delta_r = 0$ (vezi fig.1.6.a) sau chiar să nu producă niciun flux magnetic, iar pentru o funcţionare în domeniul capacitiv fluxul Φ_{Er} trebuie să fie de sens contrar lui Φ_δ , deci $\delta_r = 180$ grade (vezi fig.1.6.b).

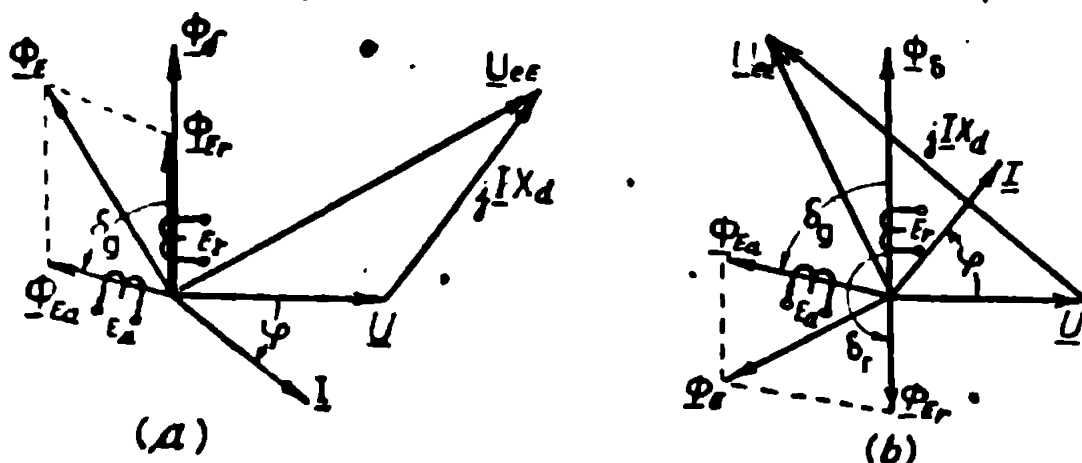


Fig.1.6. Diagrama fazorială a maşinii cu excitaţie dublă cu cîmp de excitaţie variabil faţă de axele rotorului.
a - în regim inductiv; b - în regim capacitiv.

Deoarece, prin stabilirea unor valori convenabile a curenților de excitație din înfășurările E_a și E_r , unghiul δ_g se poate păstra și mai mic decât 90 grade în toate regimurile de sarcină - inductiv, rezistiv, capacitiv - iar cuplul electromagnetic depinde de unghiul δ_g (vezi relația 1.17), funcționarea mașinii sincrone cu excitație din câmp de excitație variabil față de axele rotorului (MSEDV) se realizează în mod natural, indiferent de caracterul curentului de sarcină. Aceasta reprezintă un avantaj față de tipurile de mașini sincrone prezentate mai sus, la care stabilizarea funcționării pentru rețurile pronunțat capacitive necesită R.A.R.

1.3.3.2. Posibilități de realizare a câmpului de excitație ϕ_{Er} eliberat de axele rotorului.

Pentru a realiza un câmp magnetic inductor cu o repartiție sinusoidală (în realitate în trepte), care să se rotească cu viteză sincronă dar care să nu depindă de poziția axelor rotorului, se face apel la un rotor prevăzut cu o înfășurare de curent continuu (înfășurare cu colector). Câmpul magnetic învârtitor se poate obține în mai multe moduri:

a) Se știe că, prin așezarea a m perii uniform repartizate pe periferia colectorului (la mașina bipolară), se obține o înfășurare echivalentă cu m laturi, care se poate lega prin intermediul periiilor în circuit exterior m -fazate catenate /122 p 256/. Deci o mașină bipolară are 3 perii decalate între ele cu $2\pi/3$ radiani (vezi fig.1.7.a).

Înfășurarea cu colector cu 3 perii poate fi echivalată cu o înfășurare trifazată de curent alternativ, conectată în triunghi (ne confundăm la o mașină trifazată bipolară) dispusă pe un rotor imobil. În acest caz este posibil depășirea poziției axelor acestei înfășurări trifazate este determinată de poziția periiilor pe colector, iar poziția înfășurării echivalente rămâne fixă chiar dacă rotorul se învârtă, întrucât numărul de spire al unei căi de curent rămâne neschimbat /116 p.373/, /115 p.418/.

Se va considera că rotorul este alimentat prin perii, cu un câmp de curenți având frecvența f egală cu frecvența rețelei (staționară). Datorită poziției fixe a periiilor, după cum s-a arătat mai sus, înfășurarea cu colector astfel alimentată, se comportă ca o înfășurare de curent alternativ în triunghi fixă în spațiu și deci, produce un câmp magnetic învârtitor față de perii cu turația câmpului învârtitor statoric, turație independentă de turația rotorului.

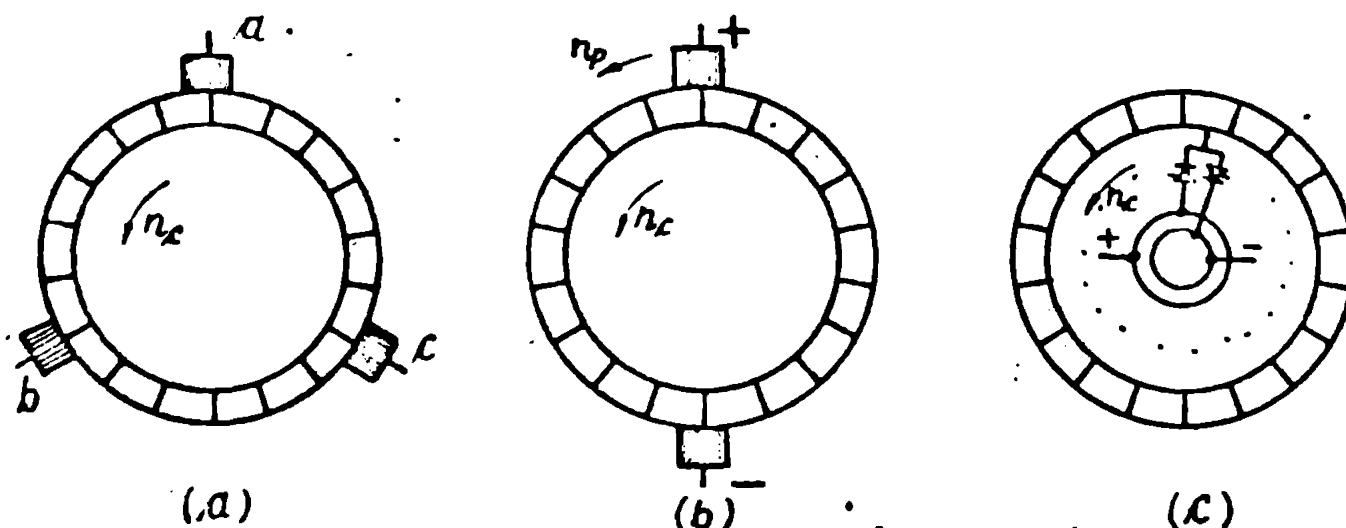


Fig.1.7. Modalități de alimentare a înfășurării de curent continuu pentru o mașină trifazată bipolară.

- a - alimentarea în curent alternativ printr-un sistem de trei perii;
- b - alimentarea în curent continuu printr-un sistem de două perii rotitoare;
- c - alimentarea prin colector electronic;
- n_c - turația colectorului; n_p - turația periiilor.

Poziția acestui câmp rotoric relativă la poziția câmpului învîrtitor statoric, depinde de poziția periiilor în raport cu axele înfășurărilor statorice și de defazăjul dintre curenții statorici și cei rotorici.

b) Pe colectorul mecanic se consideră amplasat un sistem de $2 \cdot p$ perii, decalate între ele cu $\frac{\pi}{p}$ radiani, alimentate întocmai ca la mașinile de curent continuu dar antrenate într-o mișcare circulară de turație n_p sincronă cu câmpul magnetic învîrtitor statoric. Deoarece o mașină bipolară are două perii (vezi fig.1.7.b).

Se știe că, în cazul mașinilor de curent continuu, înfășurarea statorului, atunci când aceasta este străbătută de curent, produce un câmp magnetic fix față de perii, indiferent că rotorul este imobil sau se rotește. Dacă periiile nu sînt fixe ci se rotesc, înfășurarea statorică va produce un câmp magnetic învîrtitor de turație egală cu periiilor. Deci, la o turație sincronă a periiilor, așa cum s-a specificat mai sus, câmpul magnetic produs de înfășurarea rotorică va avea aceeași turație cu a câmpului magnetic învîrtitor statoric.

Poziția acestui câmp rotoric relativă la poziția câmpului învîrtitor statoric, este dictată de poziția periiilor față de câmpul statoric.

c) Soluția (b) cu perii rotitoare poate fi înlocuită cu un sistem static de comutație, prin înlocuirea comutatorului mecanic cu un comutator electronic (vezi fig.1.7.c). Principiul de funcționare nu diferă cu nimic față de cel cu comutator mecanic și perii rotitoare (b), elementele de comutație cu semiconductori fiind comandate funcție de poziția câmpului magnetic învârtitor statoric.

Capitolul 2

MODELUL MATEMATIC AL MAȘINII SINCRONE CU EXCITAȚIE DUBLĂ CU CIMP DE EXCITAȚIE VARIABIL PATA DE AXELE ROTORULUI (M S E D V)

2.1. Generalități.

Funcționarea mașinii M S E D V, la fel ca la mașinile sincrone de construcție obișnuită, se bazează pe cuplajul magnetic dintre înfășurările statorice și rotorice, prin intermediul câmpurilor magnetice învârtitoare. La mașină se consideră că se cunosc mărimile geometrice, proprietățile mecanice, electrice, termice, etc. ale materialelor din care este construită.

2.2. Mașina M S E D V reală.

Mașina M S E D V reală se consideră că are următoarele caracteristici constructive:

- 1) Are p perechi de poli;
- 2) Are un stator confecționat din fier, unde sînt plasate trei faze A, B și C cu N_s spire pe fază, defazate două cîte două cu unghiul $2\pi/3.p$ radianți;
- 3) Are un rotor de formă cilindrică, tot din fier, unde sînt amplasate trei înfășurări:
 - a - O înfășurare de amortizare K cu N_K bare;
 - b - O înfășurare de excitație activă E_a , identică cu înfășurarea de excitație de la turbogeneratoare, cu N_{Ea} spire;
 - c - O înfășurare de excitație reactivă E_r , realizată sub forma unei înfășurări de curent continuu, cu N_{Er} conductoare, alimentată în unul din modurile indicate în paragraful 1.3.3.2, funcție de care se obțin două tipuri de mașini: mașină cu excitație reactivă alimentată în curent alternativ (MERCA) conform paragrafului 1.3.3.2.a și respectiv mașina cu excitație reactivă alimentată în curent continuu (MERCC) conform paragrafului 1.3.3.2b sau 1.3.3.2c. . .

Deoarece în mașină spectrul cîmpului magnetic se repetă la fiecare pereche de poli, pentru simplificare, în figura 2.1 s-a reprezentat schematic, configurația mașinii în ideea existenței unei singure perechi de poli - unghiurile geometrice din această figură reprezentînd unghiurile electrice din mașina considerată, ceea ce nu

influențează gradul de generalitate al reprezentării.

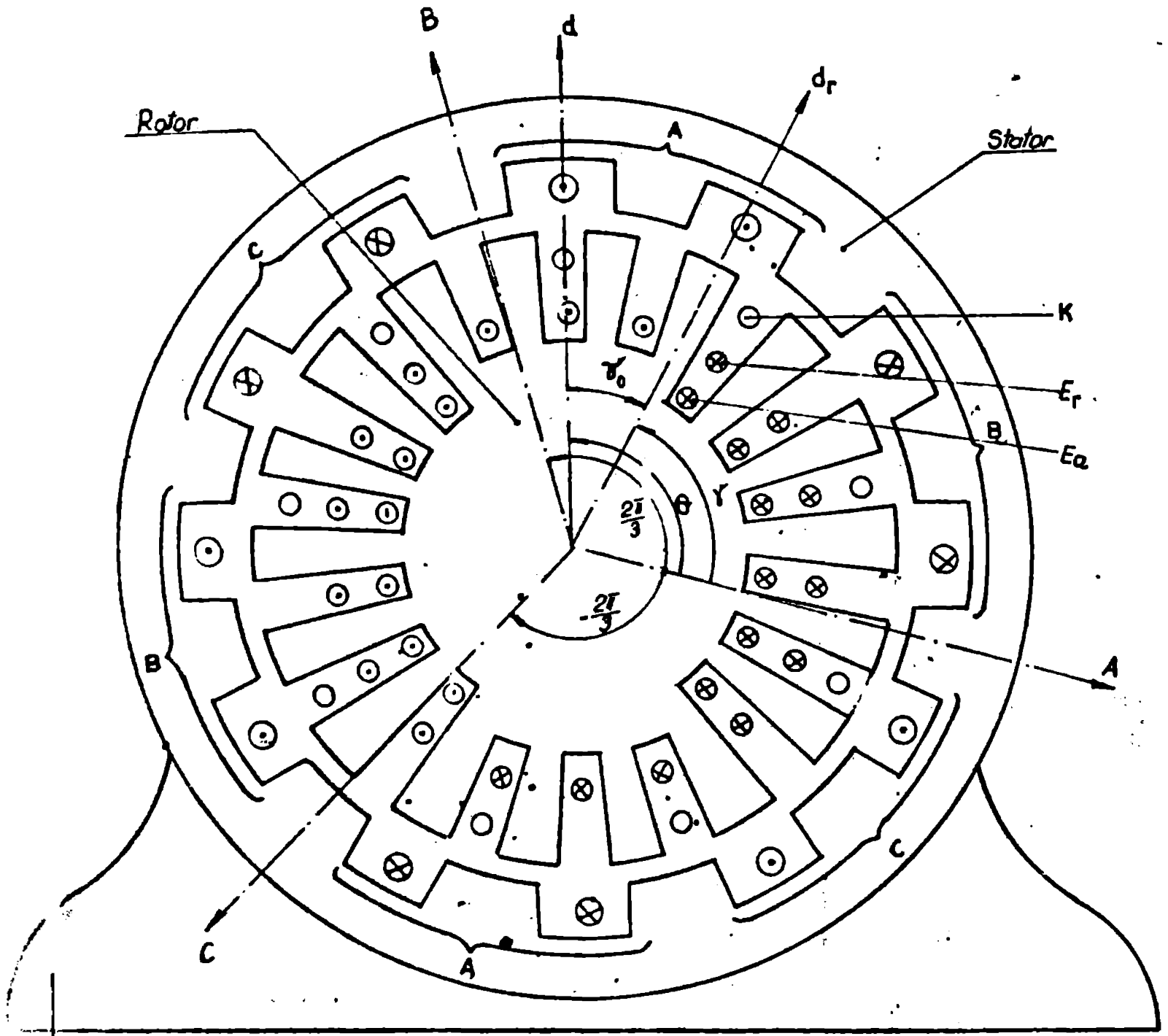


Fig.2.1. Configurația mașinii M S E D V reală.

A, B, C - axele fazelor statorice; d - axa înfășurării de excitație activă E_a; d_r - axa înfășurării de excitație reactivă E_r.

2.3. Mașina M S E D V idealizată.

2.3.1. Caracteristicile mașinii idealizate.

Mașina reală are un întrefier variabil în lungul pasului polar, iar înfășurările au o repartiție pe zone în crestături, ceea ce face ca forma inducției magnetice să aibă o repartiție carecare în lungul pasului polar, avînd loc după o curbă alternantivă, care poate fi descompusă în serie Fourier.

Comportarea mașinilor fiind determinată în cea mai mare măsură de armonica fundamentală a curbei de repartiție a inducției magnetice /55 p 121/, în scopul rezolvării matematice a problemelor funcționale pe care le ridică acestea nu se iau în seamă decât armonicile fundamentale ale undelor cîmpurilor magnetice /19/, /71/, /55/.

Se obține o repartiție sinusoidală a inducției magnetice în lungul pasului polar dacă /55 p.121/:

- circuitul magnetic este desaturat și are $\mu_{Fe} = \infty$;
- toate înfășurările mașinii sînt repartizate sinusoidal de-a lungul pasului polar;
- întrefierul mașinii este constant în lungul pasului polar.

Rezultă necesitatea aplicării unor ipoteze simplificatoare mașinii MSEDV reale, acordînd acesteia anumite proprietăți și calități, pe care în realitate nu le are întrutotul, întocmai ca la mașinile de construcție obișnuită /2/, /38/, /34/, /55/, /96/, /113/, /138/, /195/.

1. Ipoteze referitoare la aspectul constructiv al mașinii.

1. Realizarea constructivă a mașinii asigură o simetrie totală (electrică, magnetică și constructivă) a statorului față de axa centrală de rotație rotorică. În egală măsură rotorul este de asemenea simetric în raport cu axele sale longitudinale d și transversale q ;

2. Toate înfășurările mașinii se presupun că au o repartiție sinusoidală a densității locale a numărului de spire pe un pas polar, în raport cu axele magnetice (axele de simetrie) ale lor;

3. Înfășurarea de amortizare se consideră formată din două înfășurări scurtcircuitate, așezate fiecare într-una din axele rotorice;

4. Întrefierul mașinii este constant în lungul pasului polar;

5. Se consideră că mașina are o lungime axială considerabilă (ce exclude influența părților frontale), astfel încît cîmpul magnetic va fi bidimensional și se va găsi în orice plan a cărui

reală coincide cu axul mașinii.

II. Ipoteze referitoare la fenomenele ce au loc în mașină.

1. Circuitul magnetic al mașinii este nesaturat, iar permeabilitatea magnetică relativă a circuitelor feromagnetice este infinită;

2. În circuitul magnetic al mașinii nu se produc pierderi de nici un fel;

3. Se neglijează modificarea rezistenței înfășurărilor cu temperatura, fenomenul pelicular din conductoarele înfășurărilor, efectul capacităților dintre spirele înfășurărilor și efectul crenelurilor asupra fluxului din întrefier;

4. Se neglijează comutația.

Cu aceste ipoteze mașina reală din fig.2.1 se transformă în-o mașină idealizată, care are două axe de simetrie magnetică, axa clară d și axa interpolară q , în cuadratură electrică. De asemenea o repartiție sinusoidală a inducției magnetice în lungul axului polar, inductivitățile constante în raport cu tensiunea sau curentul și i se poate aplica principiul suprapunerii efectelor. Astfel mașină, a cărei schemă electrică (vezi fig.2.4) diferă funcție de modul cum este alimentată înfășurarea de excitație reactivă E_r de următoarele caracteristici constructive:

1) Este o mașină sincronă cu p perechi de poli;

2) În stator are o înfășurare trifazată (A,B,C) cu N spire pe fază. Axele fazelor sînt defazate două-oite două cu $2\pi/3p$ radiani.

3) În rotor se găsesc:

a - O înfășurare de excitație activă E_a , cu axa pe direcția axei longitudinale d , cu N_{Ea} spire;

b - O înfășurare de excitație reactivă E_r , a cărei schemă electrică rezultă din considerentele ce urmează:

Pentru mașina cu excitația reactivă alimentată în curent alternativ (MCRCA).

Înfășurarea de excitație reactivă E_r este constituită dintr-o înfășurare de curent continuu alimentată în curent alternativ prin intermediul a $3p$ perii decalate la $2\pi/3p$ radiani. Prin analogie cu mașinile de curent continuu cu p perechi de poli, dacă periele i cu $3k+i$ (unde $i = 1,2,3$, iar $k = 1,2,\dots,p-1$) sînt legate galvanic între ele, se obține o înfășurare trifazată cu p perechi de poli.

Din fig.2.2a, unde s-a considerat un rotor cu 12 crestături și înfășurare buclată simplă nelucrăciată în două straturi (lucru care

de care repercusiuni asupra generalității concluziilor), se vede că axa cîmpului magnetic resultant, asociat după regula burghiului drept cu sensul de circulație a curentului prin spire, este decalată cu 90° electrice în avans față de axa periei prin care curentul este maxim pozitiv (intră în perie) la momentul respectiv.

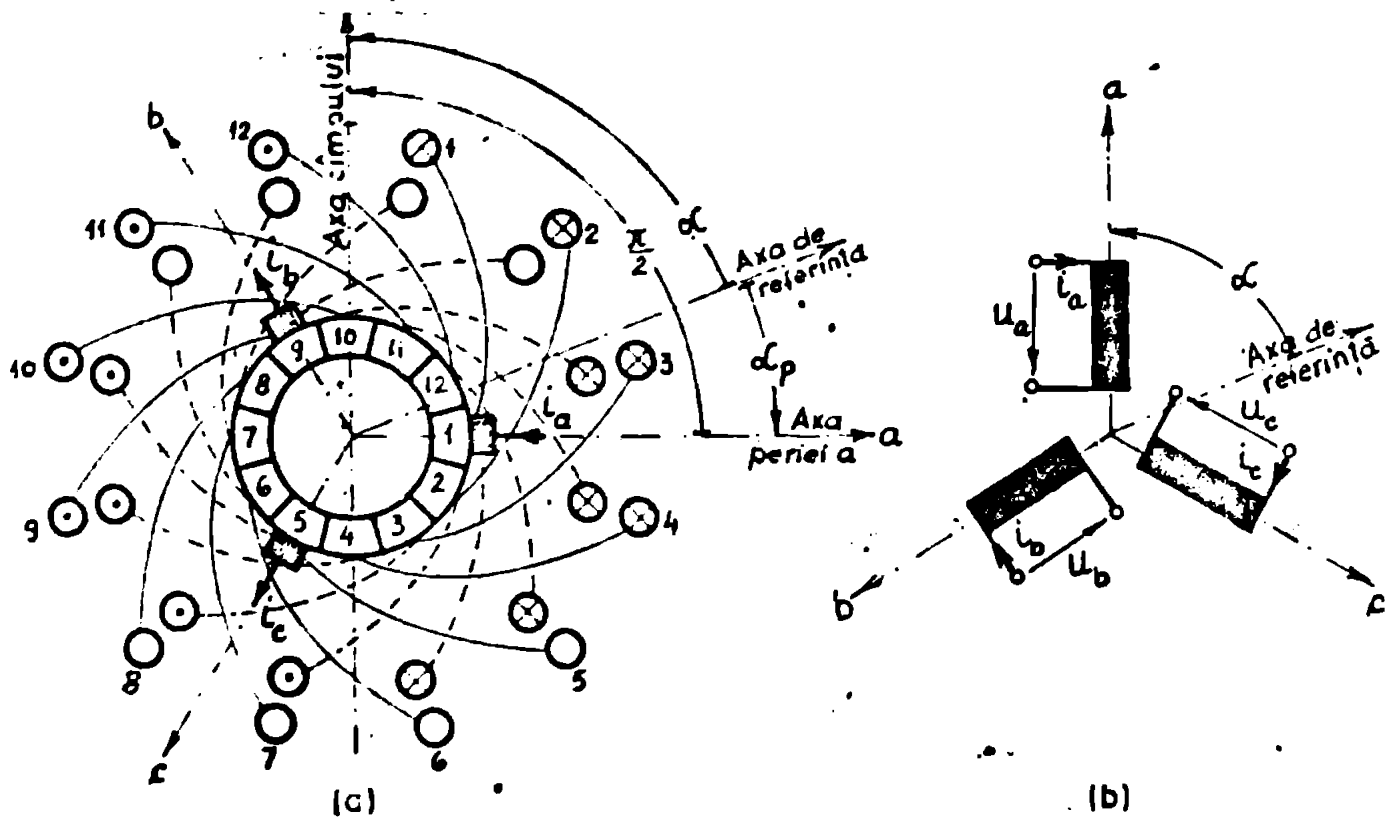


Fig. 2.2. Reprezentarea schematică a înfășurării de excitație reactivă alimentată în curent alternativ, pentru $p=1$.

- a - Secțiune transversală prin rotor;
- b - Schema electrică a înfășurării echivalente

În analogie cu înfășurarea trifazată de curent alternativ la care se știe că, armonica fundamentală a cîmpului magnetic resultant învîrtitor se suprapune perfect peste armonica fundamentală a cîmpului magnetic pulsatoriu al unei faze în momentul în care în faza respectivă curentul trece prin valoarea maximă pozitivă $I/\sqrt{2}$ și luînd în considerare drept curenți de fază curenții la perii, înfășurarea cu colector alimentată în curent alternativ prin trei perii decalate cu 120° electrice poate fi echivalată cu o înfășurare trifazată (a, b, c) conectată în stea, cu N_{EP} spire pe fază, cu axele perilor decalate cu 90° electrice în avans față de axele perilor colector și la care curenții de fază sînt curenții la perii. În fig. 2.2.b este reprezentat schema electrică a înfășurării trifazate echivalente corespunzătoare înfășurării din fig. 2.2.a unde α - α_a este unghiul dintre axa de referință și axa fazei a și cu α_p unghiul dintre axa de referință și axa periei a ($\alpha = \alpha_p + \pi/2$)

Pentru mașina cu excitație reactivă alimentată în curent continuu (M B R C C).

Înfășurarea de excitație reactivă N_{gr} este constituită dintr-o pereche de perii continue cu colector, alimentată prin 2.p perii rotitoare (vezi paragraful 1.3.3.2b) sau printr-un sistem static de comutație (vezi paragraful 1.3.3.2c). Din figura 2.3a unde s-a considerat rotor cu o înfășurare identică cu cea din figura 2.2a, dar alimentată în curent continuu prin două perii diametral opuse, se observă că fluxul magnetic resultant este defazat cu 90 grade în avans față de axa periiilor luate cu sensul de la peria -(minus) la +(plus).

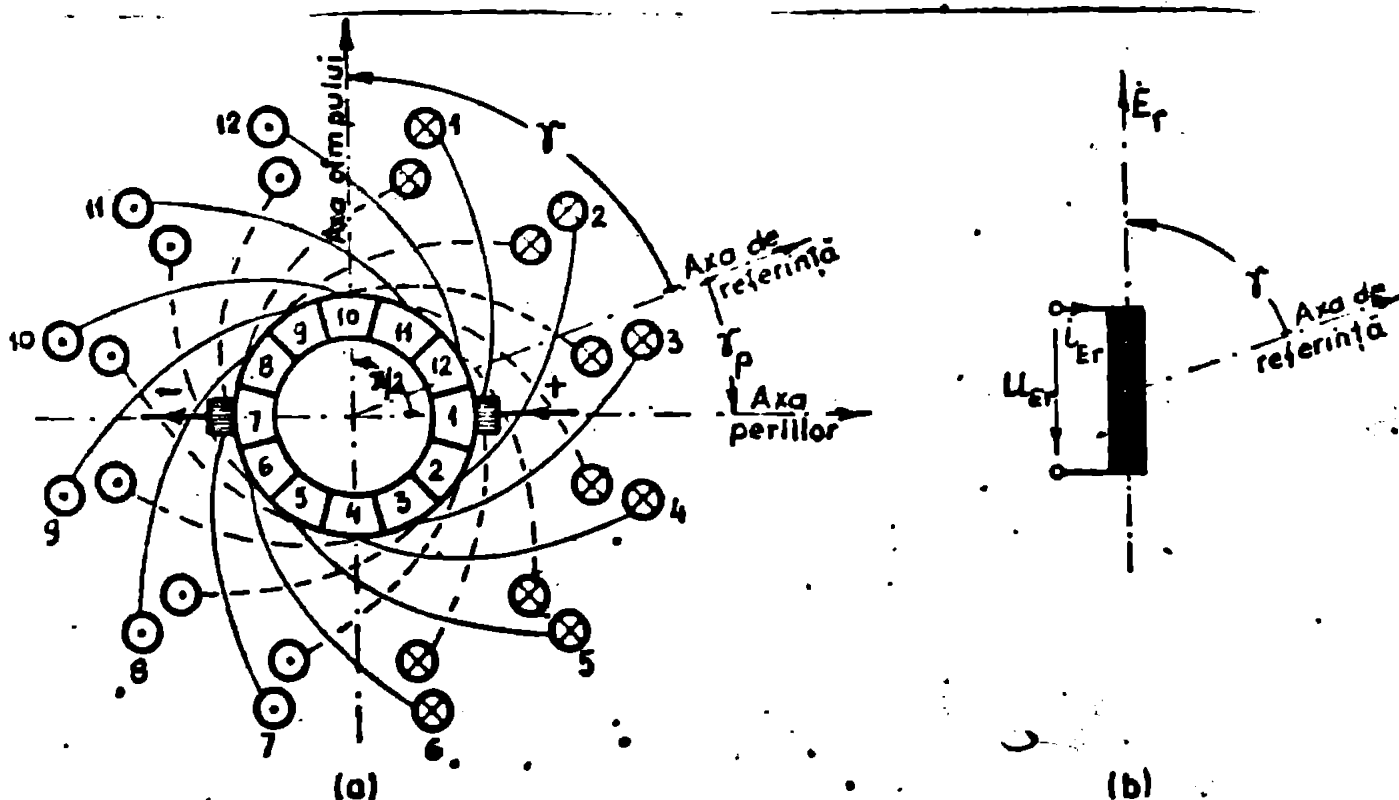


Fig.2.3. Reprezentarea schematică a înfășurării de excitație reactivă alimentată în curent continuu, pentru $p=1$.
 a - Secțiune transversală prin rotor;
 b - Schema electrică a înfășurării echivalente.

La aceeași concluzie se ajunge dacă se consideră comutatorul electronic în locul celui mecanic, locul periiilor rotitoare fiind luat de semiconductoarele care conduc în acel moment. Înfășurarea de curent continuu în acest caz, poate fi echivalată cu o înfășurare diametrală de p perechi de poli și N_{gr} spire.

c - O înfășurare de amortizare L cu axa pe direcția axei longitudinale d , cu N_D spire și o înfășurare de amortizare Q cu axa pe direcția axei transversale q , cu N_Q spire.

4) Toate înfășurările au o repartiție sinusoidală a densității de curent și a numărului de spire pe un pas polar;

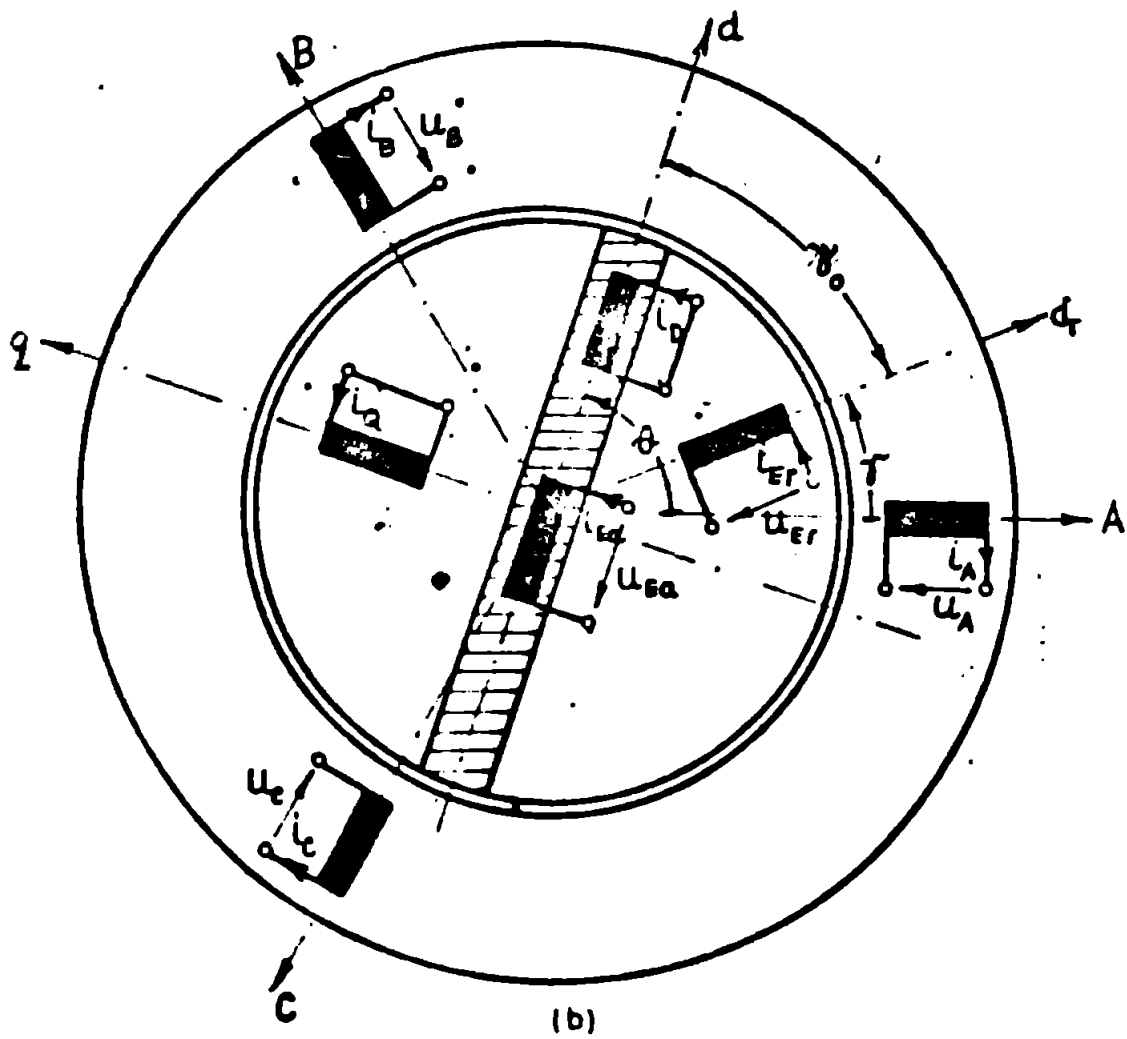
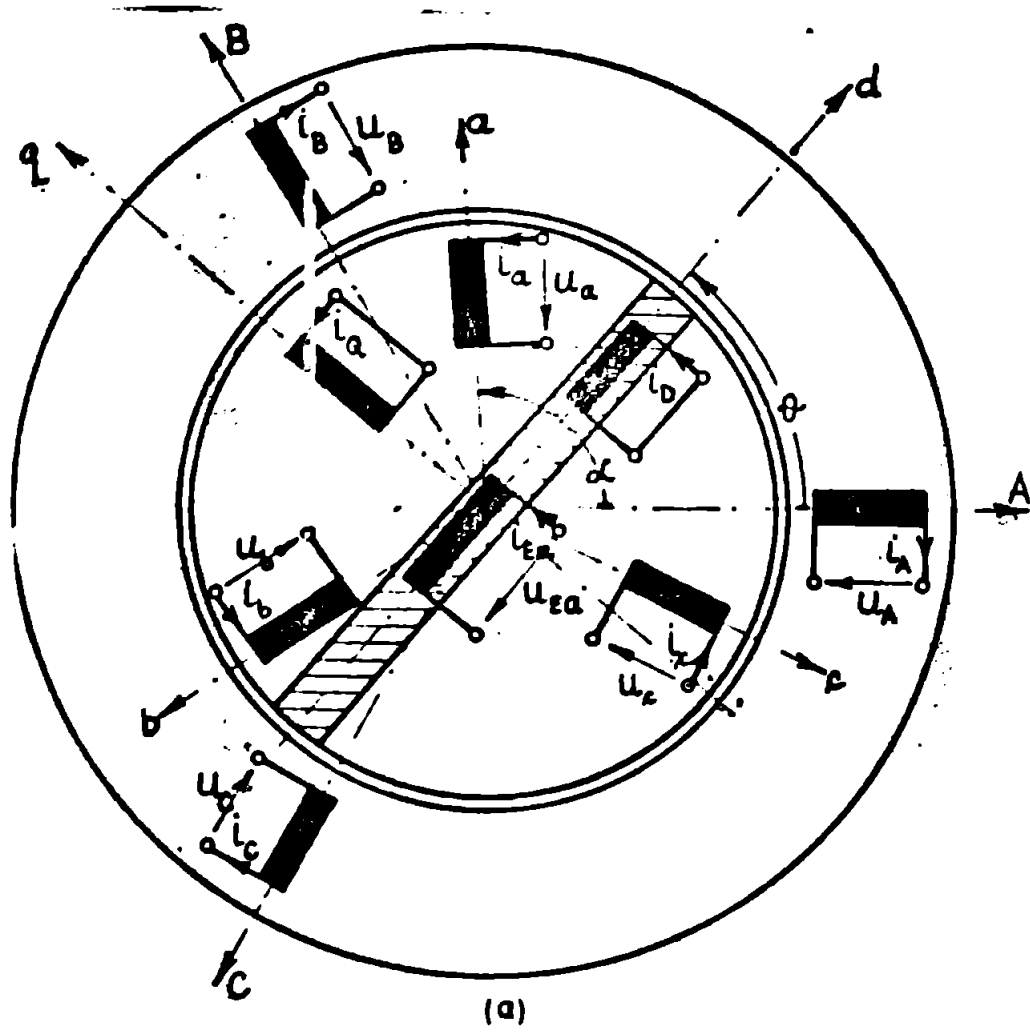


Fig. 2.4. Schema electrică a mașinii idealizate.
 a - M B R C A ; b - M B R C C .

2) Are întrefierul constant în la gurile pasului polar.

Se presupunează că în figura 2.4 ca și în cazul figurii 2.1 reprezentat configurația mașinii tot pentru o singură pereche poli, dar pentru rotor care se s-a folosit forma concentrată a poliilor, care nu are nici o concavitate de conținut, deoarece în scrierea ecuațiilor, efectul înfășurărilor se va considera în relația reală. De asemenea cu toate că la mașinile cu rotor cilindric reluctanțele magnetice după cele două axe sînt aproximativ egale /40/, pentru obținerea unei ecuații cu grad mai ridicat de generalitate, s-a considerat că în rotor există un interstițiu nemagnetic (zona hașurată în fig.2.4), după axa d , care este impus pentru obținerea unor reluctanțe magnetice diferite după cele două axe, la mașină cu întrefier constant /55 p 122/. Condițiile înlocuirii înfășurărilor mașinii reale cu cele repartizate sinusoidal ale mașinii idealizate, precum și a întrefierului neuniform cu unul uniform, sînt redate în anexa A 2.1.

2.3.2. Ecuațiile mașinii idealizate.

Pentru scrierea ecuațiilor de funcționare a mașinii, nu este suficient numai definirea caracteristicilor constructive. După cum se vede în literatura de specialitate /35/, /112/, /114/, /144/, /145/ și în mașina sincronă de construcție clasică în prezent există un număr mare de forme de exprimare a acestor ecuații, dictate de modul de alegere a unor sensuri de referință și convenții. În lucrarea de față s-a adoptat următoarele sensuri de referință și convenții:

1. Axele înfășurărilor, ale căror sensuri pozitive sînt cele prezentate prin săgeți în fig.2.4, sînt axele magnetice ale acestora și sînt situate în axa mediană a fiecărei înfășurări;
2. Fluxul (înlanțuirea) în fiecare înfășurare se consideră pozitiv, dacă este orientat în același sens cu axa înfășurării respective;
3. Curenții și fluxurile, în înfășurări se consideră asociați după regula burghiului drept;
4. Senzul de succesiune al fazelor, respectiv sensul de rotație mecanică, se consideră pozitiv în sens invers de rotație a așchiței mecanice (în sens telemetric pozitiv);
5. Regimul de bază al mașinii se consideră regimul de generație. Ca exemplu, accelerația curentului cu tensiunea la borne se adoptă în concordanță cu situația fiecărei înfășurări, adică pentru fazele magnetice - convenția de la circuitul generator - iar pentru înfășu-

rările rotorice - convenția de la circuitul receptor;

6. Axa d este cu 90 grade electrice în avans față de axa d' ;

7. Axa fazei A se consideră axa origine de măsurare a unghiurilor.

Pe baza ipotezelor menționate și a convențiilor adoptate, efectuând integrala de linie a intensității câmpului electric în sens larg /137 p 482/ în lungul circuitelor mașinii, pornind de la o bornă, parcurgând circuitul în lungul conductorului până la cealaltă bornă și între borne prin aer după o linie a tensiunii la borne, se obțin ecuațiile de tensiuni ale înfășurărilor mașinii.

Pentru fazele statorice:

$$u_s = -R_s \cdot i_s - \frac{d\psi_s}{dt} \quad (s = A, B, C) \quad (2.1)$$

Pentru înfășurările rotorice:

$$u_r = R_r \cdot i_r + \frac{d\psi_r}{dt} \quad (r = E_a, E_r, D, Q) \quad (2.2)$$

unde:

R_s, R_r - reprezintă rezistențele corespunzătoare înfășurărilor statorice, respectiv rotorice;

ψ_s, ψ_r - reprezintă fluxurile prin înfășurările statorice, respectiv rotorice..

Introducîndu-se notațiile matriciale prezentate în anexa A 2.2, sistemele de ecuații (2.1) și (2.2) se pot exprima sub forma:

$$[u_s]_v = -[R_s]_v \cdot [i_s]_v - \frac{d}{dt} [\psi_s]_v = -[R_s]_v \cdot [i_s]_v + [u_{es}]_v \quad (2.1')$$

$$[u_r]_v = [R_r]_v \cdot [i_r]_v + \frac{d}{dt} [\psi_r]_v = [R_r]_v \cdot [i_r]_v - [u_{er}]_v \quad (2.2')$$

unde:

$$[\psi_s]_v = [L_{ss}]_v \cdot [i_s]_v + [L_{sr}]_v \cdot [i_r]_v \quad (2.3)$$

$$[\psi_r]_v = [L_{rs}]_v \cdot [i_s]_v + [L_{rr}]_v \cdot [i_r]_v \quad (2.3')$$

Expresiile inductivităților obținute pe baza ipotezelor expuse în paragraful 2.3.1 sînt prezentate în anexa A 2.3.

Pentru obținerea sistemului complet de ecuații, la sistemele de ecuații prezentate mai sus, trebuie adăugată și ecuația de mișcare a rotorului, care ca și în cazul tuturor mașinilor de curent

respectiv /53/, /55/, se obține aplicând legea a doua a dinamicii pentru mișcarea de rotație /27 p 148/:

$$M_e + M = \frac{J}{p} \frac{d^2 \theta}{dt^2} \quad (2.4)$$

unde:

- J - este momentul de inerție al rotorului turbinei+generatorului (al maselor de rotație redus la arborele mașinii) /Kg m²/;
- p - numărul perechilor de poli / număr de perechi de poli/;
- θ - unghiul dintre axele fazelor A, luat drept axă de referință și d, măsurat în sensul pozitiv de rotație /grade electrice/;
- M_e - cuplul electromagnetic dezvoltat de mașină /N.m/. Se obține din teorema forțelor generalizate în câmpul magnetic /137 p 309/, /33/.

$$M_e = p \left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{i=ct} \quad (2.5)$$

energiile magnetice a mașinii W_m este dată de /137 p.306/:

$$W_m = \frac{1}{2} \sum i_k \cdot \psi_k \quad (k - \text{înfășurările mașinii}) \quad (2.6)$$

M - cuplul mecanic util /N.m/ a cărui expresie este /55/:

$$M = M_T - M_0 \quad (2.7)$$

unde M_T este cuplul mașinii primare, iar M₀ cuplul corespunzător pierderilor prin frecare.

2.4. Mașina M S B D V echivalentă.

Sistemul de ecuații (2.1), (2.2) stabilit pentru mașina idealizată (în coordonate de fază) este neliniar, greu de rezolvat, deoarece toate inductivitățile mașinii depind de poziția rotorului în raport cu înfășurările (vezi anexa A 2.3) și prin urmare sînt funcții de timp. La rezolvarea acestui sistem, se folosește adesea metoda cunoscută a schimbării coordonatelor de fază prin alte coordonate, unde între variabilele din vechiul sistem de coordonate (sistemul coordonatelor de fază) și noul sistem, există o dependență liniară. La o alegere corespunzătoare a unei asemenea schimbări, rezolvarea sistemului de ecuații din noul sistem de coordonate poate fi făcută mai simplu. De asemenea revenirea la variabilele inițiale nu prezintă dificultăți.

În prezent, pentru a elimina dificultatea matematică amintită

mai sus, la mașinile cîncrone de construcție clasice se aplică transformarea Park-Blondel, prin care mașina reală idealizată se substituie cu o mașină echivalentă - modelul d_q-d_c /13/. În acest scop și pentru mașina de față se aplică o transformare de coordonate, după cum se va arăta în continuare.

2.4.1. Transformările de variabile.

Transformările de variabile sînt redete prin relațiile:

$$[u]_n = [T] \cdot [u]_v ; [i]_n = [T] \cdot [i]_v ; [\gamma]_n = [T] \cdot [\gamma]_v \quad (2.8)$$

$$[u]_v = [T]^{-1} [u]_n ; [i]_v = [T]^{-1} [i]_n ; [\gamma]_v = [T]^{-1} [\gamma]_n \quad (2.8')$$

în care s-a notat cu:

$[u]_n ; [i]_n ; [\gamma]_n$ - matricile variabilelor mașinii echivalente
(vezi anexa A.2.4);

$[u]_v ; [i]_v ; [\gamma]_v$ - matricile variabilelor mașinii reale idealizate
(vezi anexa A.2.2);

$[T]$ - matricea de transformare.

Matricea de transformare $[T]$ se referă la mărimile tuturor înfășurărilor din mașină și ea se poate descompune în submatrici de transformare pentru mărimile statorice $[T]_s$, respectiv rotorice $[T]_r$:

$$[T] = \begin{bmatrix} [T]_s & [0] \\ [0] & [T]_r \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Expresiile matricilor $[T]_s$ și $[T]_r$ se obțin folosind transformările de fază (transformarea Park) /12 p.11/, /13 p.14/, /34/, /61/, /97 p.494/ în cazul înfășurărilor trifazate (înfășurarea statorică, înfășurarea de excitație reactivă a mașinii MERCA) și transformarea de rotație /12 p.11/, /13 p.5/, în cazul înfășurărilor bifazate sau monofazate (înfășurarea de excitație activă, înfășurarea de excitație reactivă a mașinii MERCC, înfășurările de amortizare D și Q). Avînd în vedere că matricea de rotație are forma /13 p.5/:

$$[T]_R = \begin{bmatrix} \cos \beta_f & \sin \beta_f \\ -\sin \beta_f & \cos \beta_f \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

și luînd în considerare matricea de transformare Park /61/, /97 p.494/:

$$[T]_p = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{3} \cos \beta_f & \frac{\sqrt{2}}{3} \cos(\beta_f - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{3} \cos(\beta_f + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin \beta_f & -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin(\beta_f - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin(\beta_f + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

unde β_f reprezintă unghiul dintre axa d și axa origine de fază a configurației a cărei variabile sînt obiecte transformării, matricile de transformare $[T]_s$ și $[T]_r$ rezultă de forma:

- pentru stator:

$$[T]_s = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{3} \cos \theta & \frac{\sqrt{2}}{3} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{3} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin \theta & -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

- pentru rotorul mașinii idealizate MBKA

$$[T]_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \cos(\theta - \alpha) & \frac{\sqrt{2}}{3} \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{\sqrt{2}}{3} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin(\theta - \alpha) & -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{\sqrt{2}}{3} \sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

- pentru rotorul mașinii idealizate MBCC.

$$[T]_r = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma) & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

2.4.2. Caracteristicile constructive ale mașinii echivalente.

Transformările de variabile adoptate în paragraful 2.4.1, permit obținerea unui model fizic al mașinii idealizate, reprezentat în mașina echivalentă, a cărei caracteristici sînt redată mai jos.

Mașina echivalentă MBKA - mașina echivalentă corespunzătoare mașinii reale idealizate cu excitația reactivă alimentată în curent alternativ, are schema electrică din fig.2.5 și este caracteri-

dată prin următoarele:

- are trei înfășurări statorice so fixe față de stator, cu axele în axele fazelor mașinii idealizate, repartizate sinusoidal pe-a lungul pasului polar și cu numărul de spire $N_{so} = N$;

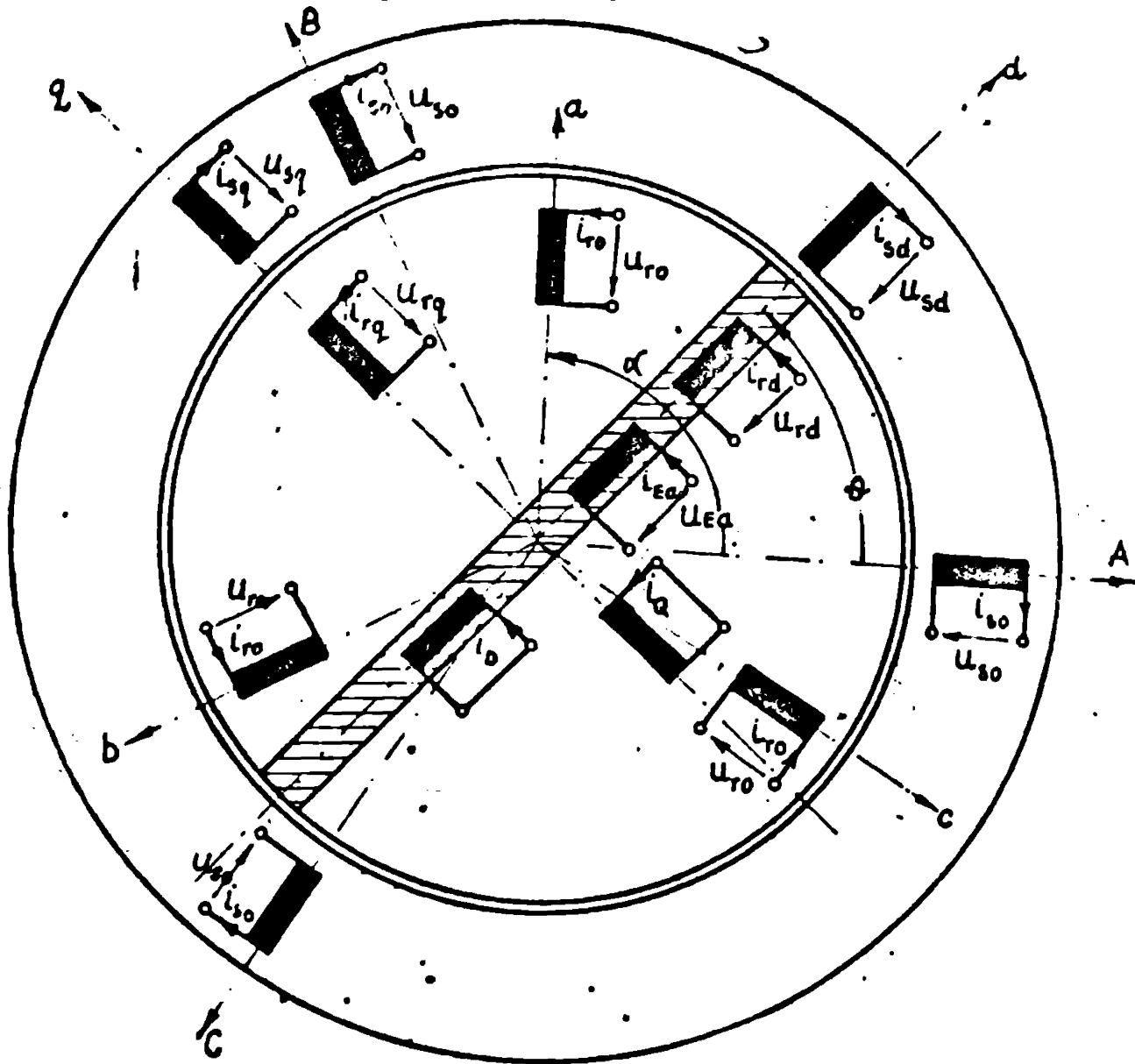


Fig.2.5. Schema electrică a mașinii echivalente MERCA.

- are două înfășurări statorice, repartizate sinusoidal, mobile față de rotor, cu axele suprapuse, una - înfășurarea sd - peste axa d, iar cealaltă - înfășurarea seq - peste axa q și cu numărul de spire $N_{sd} = N_{seq} = \sqrt{3/2} N$;

- are trei înfășurări rotorice ro repartizate sinusoidal pe descalderarea unui pas polar, cu axele în axele fazelor a, b și c ale înfășurării de excitație reactivă E_r ale mașinii idealizate și cu numărul de spire $N_{ro} = N_{Er}$;

- are două înfășurări rotorice rd și rq repartizate sinusoidal, fixe față de rotor, cu axele suprapuse peste axa d respectiv q și cu numărul de spire $N_{rd} = N_{rq} = \sqrt{3/2} N_{Er}$;

- are înfășurările E_{sq} , D și Q , identice cu înfășurările de acce-
- la mașini ideale identice;
- are același diametru, același întrefier, același număr de pe-
- de poli și același moment de inerție ca și mașina idealizată.

Mașina echivalentă este o mașină echivalentă corespunzătoare unei mașini reale identice cu o mașină reactivă alimentată în cu-

rentă, are schema electrică din fig.2.6 și este caracterizată

de următoarele:

- are același stator ca și mașina echivalentă MBRCA;

- are două înfășurări rotorice (E_{rd} și E_{rq}) repartizate sim-

etric, pe axa față de rotor, cu axele suprapuse peste axa d respectiv

cu numărul de spire $N_{rd} = N_{rq} = N_r$;

- are înfășurările E_{sq} , D și Q , identice cu înfășurările de a-

- la mașini ideale identice ;

- are același diametru, același întrefier, același număr de pe-

- de poli și același moment de inerție ca și mașina idealizată.

Adoptarea acestor modele fizice are la bază echivalarea energiei (egalitatea energiei mecanice, puterilor electrice momentane și momentelor specifice a înfășurărilor omoloage) a mașinii echivalente cu cea idealizată.

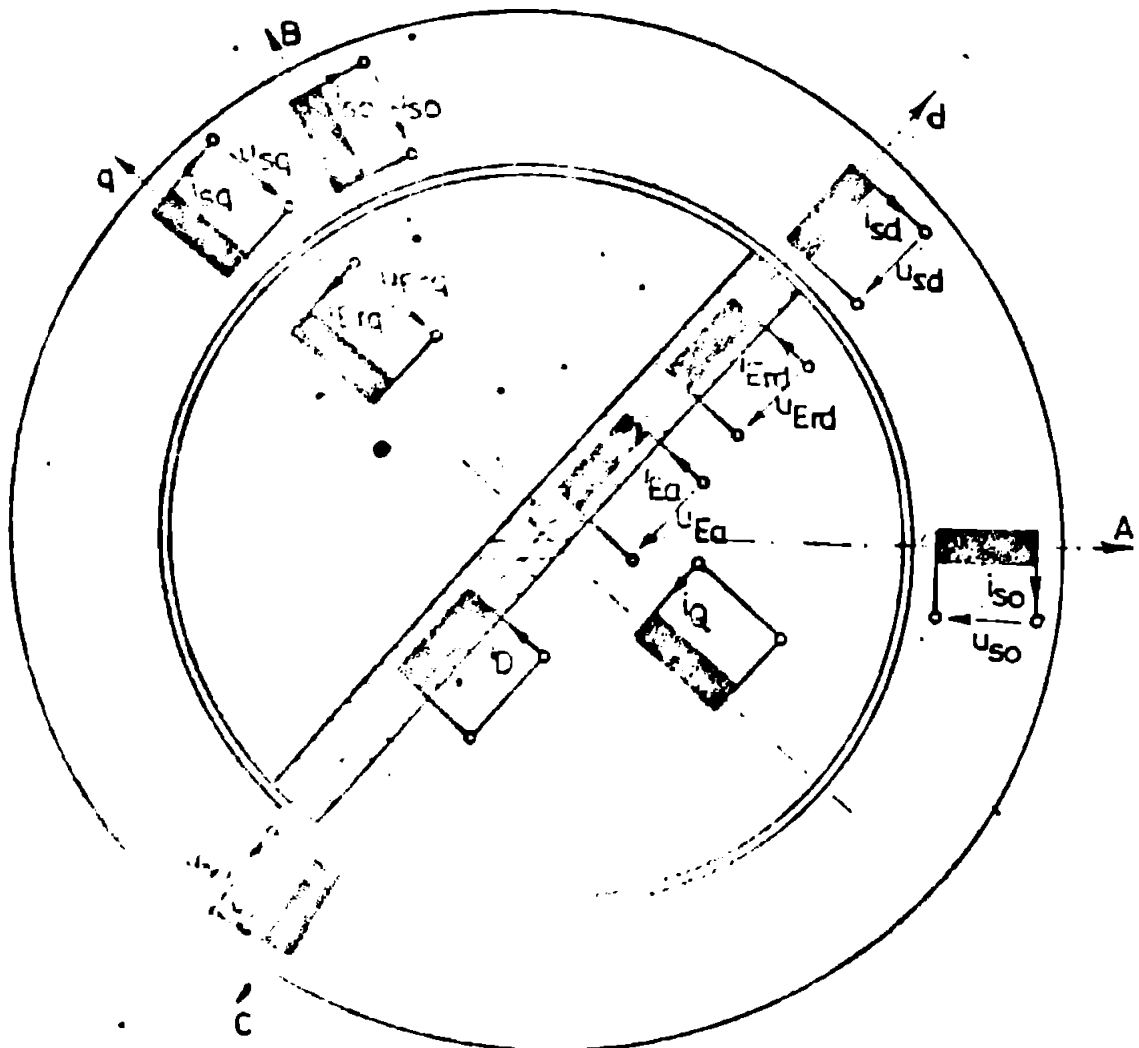


Fig. 2.6. Schema electrică a mașinii echivalente MBRCC.

2.5. Modelul matematic al mașinii echivalente.

Înainte de a trece la tratarea problematicii, se face remarcă că ecuațiile modelului matematic se scriu sub formă matricială, în scopul de a ocupa cât mai puțin spațiu, iar pentru a păstra continuitatea prezentării, semnificația matriciilor este redată în anexa A 2.6. La sfârșitul paragrafului va fi redat și modelul matematic în forma dezvoltată.

2.5.1. Ecuațiile tensiunilor.

Ecuațiile tensiunilor înfășurărilor statorice și rotorice, ale mașinilor echivalente, se deduc din ecuațiile mașinii idealizate (2.1') respectiv (2.2'), ținând cont de ecuațiile de transformare (2.8).

Se aplică matricile de transformare (2.12) ecuației matriciale (2.1') și (2.13) respectiv (2.14) ecuației (2.2'). Se obține:

$$[T]_s \cdot [u_s]_v = -[T]_s \cdot [R_s]_v \cdot [i_s]_v + [T]_s \cdot [u_{es}]_v \quad (2.15)$$

$$[T]_r \cdot [u_r]_v = [T]_r \cdot [R_r]_v \cdot [i_r]_v - [T]_r \cdot [u_{er}]_v$$

Ținând cont de ecuațiile de transformare (2.8) precum și de relațiile (A.2.5.18), (A.2.5.26) și (A.2.5.29), relațiile (2.15) pot fi scrise sub forma:

$$[u_s]_n = -[T]_s \cdot [R_s]_v \cdot [T]_s^{-1} \cdot [i_s]_n - [T]_s \cdot [T]_s^{-1} \left[\frac{d}{dt} \right]_s \cdot [\gamma_s]_n \quad (2.16)$$

$$[u_r]_n = [T]_r \cdot [R_r]_v \cdot [T]_r^{-1} \cdot [i_r]_n + [T]_r \cdot [T]_r^{-1} \left[\frac{d}{dt} \right]_r \cdot [\gamma_r]_n$$

Undă se notează cu:

$$[R_s]_n = [T]_s \cdot [R_s]_v \cdot [T]_s^{-1} \quad ; \quad [R_r]_n = [T]_r \cdot [R_r]_v \cdot [T]_r^{-1} \quad (2.17)$$

$$[u_{es}]_n = - \left[\frac{d}{dt} \right]_s \cdot [\gamma_s]_n \quad ; \quad [u_{er}]_n = - \left[\frac{d}{dt} \right]_r \cdot [\gamma_r]_n$$

și ținând cont că:

$$[T]_s \cdot [T]_s^{-1} = [T]_r \cdot [T]_r^{-1} = [1] \quad (2.18)$$

ecuațiile (2.16) devin:

$$[u_s]_n = -[R_s]_n \cdot [i_s]_n + [u_{es}]_n \quad (2.19)$$

$$[u_r]_n = [R_r]_n \cdot [i_r]_n - [u_{er}]_n$$

care reprezintă ecuațiile tensiunilor în noul sistem de coordonate d, q, o.

2.5.2. Ecuația de mișcare a rotorului mașinii echivalente.

Ecuația de mișcare a rotorului este identică cu ecuația (2.4), observația că, cuplul electromagnetic M_e va fi exprimat în raport cu mărimile mașinii echivalente (vezi rel.A.2.7.14). Deci ecuația de mișcare este:

$$M + p(\Psi_{sd} \cdot i_{sq} - \Psi_{sq} \cdot i_{sd}) = \frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\theta}{dt^2} \quad (2.20)$$

2.5.3. Ecuațiile de funcționare a mașinii echivalente în unități relative.

Sistemele de ecuații (2.19) la care se adaugă ecuația de mișcare (2.20) reprezintă ecuațiile de funcționare a mașinilor echivalente MSRC, respectiv MBRCA. Forma este aceeași pentru ambele mașini, dar conținutul diferă funcție de expresiile matricilor, date în ane-
xele A 2.2 și A.2.4.

2.5.3.1. Metodologia aplicării sistemului de unități relative.

Avantajele aplicării sistemelor de unități relative /34/, /35/, /36/, /71/, care fac posibilă operarea cu mărimi adimensionale se obțin numai printr-o alegere adecvată a mărimilor de bază, care la ma-
șina sincronă reclamă o atenție deosebită datorită inegalității reac-
țiilor mutuale stator-rotor, rotor-stator.

Intrucât în mașinile electrice apar cuplaje magnetice între înfășurări aflate la nivele de tensiuni diferite (înfășurările stato-
rice pe de o parte și cele rotorice pe de altă parte), ca exprimarea
ecuațiilor mașinilor electrice în unități relative să-și atingă scopul,
e necesară alegerea mărimilor de bază necesare operației de raportare,
care este necesară și operația de redare. Prin această ultimă opera-
ție mărimile tuturor înfășurărilor care se cuplează magnetic se reduc
la nivelul de tensiune al unuia din înfășurări /114/, /138/, ceea ce
permite transformarea schemei electrice reale a mașinii, în care în-
tre înfășurări apar cuplaje magnetice, în scheme echivalente ale căror
elemente sînt cuplate galvanic /40 p 39/, /138/.

Există două căi pentru obținerea mărimilor (variabilelor și pa-
rametrilor) mașinilor electrice în unități relative și anume:

- 1) Se aleg mărimi de bază diferite pentru fiecare categorie de
mărimi, urmînd a se raporta mărimile fiecărei înfășurări la mări-
mii de bază corespunzătoare categoriei de înfășurări din care face
parte aceasta. Trebuie avut în vedere că alegerea mărimilor de bază
este arbitrară pentru toate categoriile de înfășurări ci se aleg
mărimile de bază pentru o singură categorie, mărimile de

bază pentru celelalte categorii obținându-se din acestea prin operația de reducere.

2) Se reduc mărimile exprimate în unități fizice ale tuturor înfășurărilor la nivelul mărimilor unei categorii de înfășurări. Pentru această categorie de înfășurări se aleg, arbitrar, mărimile de bază la care se raportează mărimile tuturor înfășurărilor, în prealabil reduce.

În lucrarea de față s-a adoptat calea prezentată la punctul 2.

2.5.3.2. Ecuațiile cu mărimile reduce la nivelul înfășurărilor statorice în formă matricială.

Deoarece interesează funcționarea mașinii ca și componentă a sistemului electroenergetic la care este conectată prin înfășurările sale statorice, reducerea se va efectua astfel încât înfășurările statorice se mențin neschimbate, iar mărimile celorlalte înfășurări se reduc la nivelul acestora.

Dacă se analizează matricile inductivităților mașinilor echivalente (vezi anexa A 2.6) se observă că există cuplaje magnetice de tip transformatoric - numai între înfășurările de pe aceeași axă, ceea ce permite folosirea relațiilor de reducere a circuitelor cuplate magnetic separat pentru fiecare axă.

Relațiile de reducere pentru înfășurări cuplate magnetic sînt /138 p.35/:

$$\text{- pentru tensiuni: } u' = k \cdot u \quad (2.21)$$

$$\text{- pentru curenți: } i' = \frac{1}{k} \cdot i \quad (2.22)$$

din care se obțin relațiile de reducere pentru alte mărimi, ca de exemplu:

$$\text{- pentru inductivități: } L' = \frac{u'}{i'} = k^2 \cdot L \quad (2.23)$$

$$\text{- pentru fluxuri: } \psi' = L' \frac{di'}{dt} = k \cdot \psi \quad (2.24)$$

unde s-a notat cu (') mărimile reduce ale înfășurării, iar k este raportul de transformare (numărul de spire al înfășurării la care se face reducerea / numărul de spire al înfășurării care se reduce).

Aplicând relațiile de reducere de mai sus mărimilor variabile rotorice, se obțin relațiile de reducere a mărimilor rotorice sub formă matricială:

$$\begin{aligned}
 [u_r]_n &= [T_r] \cdot [u_r]_n \\
 [i_r]_n &= [T_r]^{-1} \cdot [i_r]_n \\
 [\gamma_r]_n &= [T_r] \cdot [\gamma_r]_n
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

aceste matricile de reducere sînt:

- pentru mașina echivalentă M E R C C:

$$\begin{bmatrix}
 \sqrt{3/2} \frac{N}{N_{Ba}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \sqrt{3/2} \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \sqrt{3/2} \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} \frac{N}{N_D} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} \frac{N}{N_D} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} \frac{N}{N_Q}
 \end{bmatrix}
 \tag{2.26}$$

$$\begin{bmatrix}
 \sqrt{2/3} \frac{N}{N_{Ba}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \sqrt{2/3} \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \sqrt{2/3} \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \sqrt{2/3} \frac{N}{N_D} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2/3} \frac{N}{N_D} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2/3} \frac{N}{N_Q}
 \end{bmatrix}$$

- pentru mașina echivalentă M E R C A

$$\begin{bmatrix}
 \sqrt{3/2} \frac{N}{N_{Ba}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} \frac{N}{N_D} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{3/2} \frac{N}{N_Q}
 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}
 \sqrt{2/3} \frac{N}{N_{Ba}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & \frac{N}{N_{Br}} & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2/3} \frac{N}{N_D} & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2/3} \frac{N}{N_Q}
 \end{bmatrix}
 \tag{2.27}$$

Ecuațiile de funcționare a mașinilor echivalente, cu mărimile reduse la nivelul înfășurărilor statorice, se obțin aplicând relațiile de reducere (2.25) ecuațiilor (2.19) și (A.2.6.4). Deci:

- pentru înfășurările statorice:

$$[u_s]_n = -[R_s]_n \cdot [i_s]_n - \left[\frac{d}{dt} \right]_s \cdot [\psi_s]_n \quad (2.28)$$

unde:

$$\begin{aligned} [\psi_s]_n &= [L_{ss}]_n [i_s]_n + [L_{sr}]_n [T'_r] \cdot [T'_r]^{-1} [i_r]_n = \\ &= [L_{ss}]_n [i_s]_n + [L'_{sr}]_n [i'_r]_n \end{aligned} \quad (2.29)$$

în care:

$$[L'_{sr}]_n = [L_{sr}]_n \cdot [T'_r] \quad (2.30)$$

- pentru înfășurările rotorice:

$$\begin{aligned} [u'_r]_n &= [T'_r] [u_r]_n = [T'_r] \cdot [R_r]_n [T'_r] \cdot [T'_r]^{-1} [i_r]_n + \\ &+ [T'_r] \cdot \left[\frac{d}{dt} \right]_r \cdot [T'_r]^{-1} \cdot [T'_r] \cdot [\psi_r]_n = [R'_r]_n [i'_r]_n + \left[\frac{d}{dt} \right]_r [\psi'_r]_n \end{aligned} \quad (2.31)$$

Și în care:

$$[R'_r]_n = [T'_r] \cdot [R_r]_n [T'_r] \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} [\psi'_r]_n &= [T'_r] \cdot [\psi_r]_n = [T'_r] \cdot [L_{rs}]_n [i_s]_n + [T'_r] \cdot [L_{rr}]_n [T'_r] \cdot \\ &\cdot [T'_r]^{-1} [i_r]_n = [L'_{rs}]_n [i_s]_n + [L'_{rr}]_n [i'_r]_n \end{aligned} \quad (2.33)$$

unde s-a notat:

$$[L'_{rs}]_n = [T'_r] \cdot [L_{rs}]_n \quad (2.34)$$

$$[L'_{rr}]_n = [T'_r] \cdot [L_{rr}]_n [T'_r] \quad (2.35)$$

2.5.3.3. Sistemul mărimilor de bază.

Pentru a se exprima ecuațiile în unități relative, după cum se știe, trebuie alese mărimile de bază. Conform practicii abordate pentru probleme de sistem electroenergetic /34/, /114 p.62/, pentru circuitele statorice ale mașinilor de curent alternativ (mașina reală), se aleg drept mărimi de bază, mărimile nominale pe fază ale acestora și anume:

a) mărimi alese (independente)

Tensiuni:

- Valoare efectivă: $U_b = U_{nf} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_n$

Valoare momentană: $u_b = u_{nf \max} = \sqrt{2} U_{nf} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_n$

Curenți:

Valoare efectivă: $I_b = I_n$

Valoare momentană: $i_b = i_{fmax} = \sqrt{2} I_n$

Viteza unghiulară: $\omega_b = \omega_s$ (viteza unghiulară sincronă)

Unghiuri: $\theta_b = 1$ (radianul electric)

b) Mărimi derivate.

Puteri:

putere aparentă, activă și reactivă: $S_b = U_b \cdot I_b = S_n / 3$

putere instantanee: $s_b = u_b \cdot i_b = 2/3 S_n$

Impedanțe: (R și X) : $Z_b = U_b / I_b = u_b / i_b = Z_n$

Inductivități: $L_b = Z_b / \omega_b = Z_n / \omega_s$

Fluxuri: $\psi_b = L_b \cdot i_b = 2/3 U_n / \omega_s$

Capacități: $C_b = p \cdot i_b \cdot \psi_b = p \cdot 2/3 \cdot S_n / \omega_s$

Timp : $t_b = \theta_b / \omega_b = 1 / \omega_s$

Mărimile de bază a tensiunilor și curenților înfășurărilor statorice ale mașinilor echivalente se determină folosind ecuațiile de transformare (2.8) referitoare la mărimile statorice, în care $[u]_v$ și $[i]_v$ sînt matricile cu tensiunile, respectiv curenții de fază ai mașinii reale. Calculul mărimii se deduc din acestea pe baza relațiilor de legătură dintre ele. Astfel rezultă mărimile de bază următoarele:

- Tensiuni de bază : $u_{db} = u_{qb} = U_n$; $u_{ob} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_n$
- Curenți de bază : $i_{db} = i_{ob} = \sqrt{3} I_n = S_n / U_n$; $i_{so} = \sqrt{2} I_n = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{S_n}{U_n}$
- Puteri de bază : $S_{db} = S_{qb} = S_n$; $S_{ob} = 2/3 S_n$
- Impedanța de bază : $Z_{db} = Z_{qb} = Z_{ob} = Z_n = \frac{U_n^2}{S_n}$
- Inductivități de bază : $L_{db} = L_{qb} = L_{ob} = Z_n / \omega_s = \frac{U_n^2}{S_n \cdot \omega_s}$
- Fluxuri de bază : $\psi_{db} = \psi_{qb} = U_n / \omega_s$; $\psi_{ob} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_n / \omega_s$
- Capacități de bază : $C_b = p S_n / \omega_s$

Mărimile de bază pentru viteza unghiulară, unghiuri și timp, sînt aceleași ca și pentru mașina reală, întrucît ele nu sînt supuse transformării, și anume:

- Viteza unghiulară de bază: $\omega_b = \omega_s$ (pulsatia sincronă)
- Unghiul de bază : $\theta_b = 1$ (un radian)
- Timpul de bază : $t_b = 1/\omega_s$.

2.3.3.4. Ecuațiile de funcționare a mașinilor echivalente în unități relative sub formă dezvoltată.

Dacă relațiilor (2.28...2.35) se aplică operația de raportare la mărimile de bază date mai sus și ținând cont de: expresiile matricilor din anexa A 2.4, de expresiile matricilor inductivităților din anexa A 2.5, de expresiile matricilor de reducere (2.26) respectiv (2.27) și de ipoteza 1-3 din paragraful 2.3.1, ecuațiile de funcționare a mașinilor echivalente în formă dezvoltată sînt (se notenază cu (*) mărimile reduse și raportate):

1) Pentru mașina echivalentă M_B_R_C_C.

$$\begin{aligned}
 u_{sd}^* &= -R^* \cdot i_{sd}^* - \frac{d\gamma_{Ld}^*}{dt^*} + \frac{d\theta^*}{dt^*} \cdot \gamma_{sq}^* \\
 u_{sq}^* &= -R^* \cdot i_{sq}^* - \frac{d\gamma_{su}^*}{dt^*} - \frac{d\theta^*}{dt^*} \cdot \gamma_{sd}^* \\
 u_{so}^* &= -R^* \cdot i_{so}^* - \frac{d\gamma_{so}^*}{dt^*} \\
 u_{La}^* &= K_{La}^* \cdot i_{La}^* + \frac{d\gamma_{La}^*}{dt^*} \\
 u_{Brd}^* &= K_{Br}^* \cdot i_{Brd}^* + \frac{d\gamma_{Brd}^*}{dt^*} \\
 u_{Brq}^* &= R_{Br}^* \cdot i_{Brq}^* + \frac{d\gamma_{Brq}^*}{dt^*} \\
 0 &= R_D^* \cdot i_D^* + \frac{d\gamma_D^*}{dt^*} \\
 0 &= K_Q^* \cdot i_Q^* + \frac{d\gamma_Q^*}{dt^*} \\
 T_m^* \cdot \frac{d^2\theta^*}{dt^{*2}} &= (\gamma_{cd}^* \cdot i_{sq}^* - \gamma_{sq}^* \cdot i_{sd}^*) + M^*
 \end{aligned}
 \tag{2.36}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{sd}^* &= X_{sd}^* \cdot i_{sd}^* + X_{dd}^* (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{Brd}^* + i_D^*) \\
 \dot{U}_{sq}^* &= X_{sq}^* \cdot i_{sq}^* + X_{qq}^* (i_{sq}^* + i_{Brq}^* + i_Q^*) \\
 \dot{U}_{so}^* &= X_{so}^* \cdot i_{so}^* \\
 \dot{U}_{Ba}^* &= X_{Ba}^* \cdot i_{Ba}^* + X_{Ba}^* (i_{Ba}^* + i_{Brd}^* + i_D^*) + X_{dd}^* (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{Brd}^* + i_D^*) \\
 \dot{U}_{Brd}^* &= X_{Brd}^* \cdot i_{Brd}^* + X_{Brd}^* (i_{Ba}^* + i_{Brd}^* + i_D^*) + X_{dd}^* (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{Brd}^* + i_D^*) \\
 \dot{U}_{Brq}^* &= X_{Brq}^* \cdot i_{Brq}^* + X_{Brq}^* (i_{Brq}^* + i_Q^*) + X_{qq}^* (i_{sq}^* + i_{Brq}^* + i_Q^*) \\
 \dot{U}_{D}^* &= X_{D}^* \cdot i_D^* + X_{D}^* (i_{Ba}^* + i_{Brd}^* + i_D^*) + X_{dd}^* (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{Brd}^* + i_D^*) \\
 \dot{U}_{Q}^* &= X_{Q}^* \cdot i_Q^* + X_{Q}^* (i_{Brq}^* + i_Q^*) + X_{qq}^* (i_{sq}^* + i_{Brq}^* + i_Q^*)
 \end{aligned}
 \tag{2.37}$$

- pentru mquina echivalentă M.E.C.A.

$$\begin{aligned}
 \dot{U}_{sd}^* &= -R_{sd}^* \cdot i_{sd}^* - \frac{d\psi_{sd}^*}{dt^*} + \frac{d\theta^*}{dt^*} \cdot \psi_{sq}^* \\
 \dot{U}_{sq}^* &= -R_{sq}^* \cdot i_{sq}^* - \frac{d\psi_{sq}^*}{dt^*} - \frac{d\theta^*}{dt^*} \cdot \psi_{sd}^* \\
 \dot{U}_{so}^* &= -R_{so}^* \cdot i_{so}^* - \frac{d\psi_{so}^*}{dt^*} \\
 \dot{U}_{Ba}^* &= -R_{Ba}^* \cdot i_{Ba}^* + \frac{d\psi_{Ba}^*}{dt^*} \\
 \dot{U}_{Brd}^* &= -R_{Brd}^* \cdot i_{rd}^* + \frac{d\psi_{rd}^*}{dt^*} \\
 \dot{U}_{Brq}^* &= -R_{Brq}^* \cdot i_{rq}^* + \frac{d\psi_{rq}^*}{dt^*} \\
 \dot{U}_{D}^* &= -R_D^* \cdot i_D^* + \frac{d\psi_D^*}{dt^*} \\
 \dot{U}_{Q}^* &= -R_Q^* \cdot i_Q^* + \frac{d\psi_Q^*}{dt^*} \\
 \frac{d^2\theta^*}{dt^{*2}} &= (\psi_{sd}^* \cdot i_{sq}^* - \psi_{sq}^* \cdot i_{sd}^*) + \omega^*
 \end{aligned}
 \tag{2.38}$$

$$\begin{aligned}
 \mathcal{V}_{Dd}^* &= X_{Ld}^* \cdot i_{Dd}^* + X_{dd}^* \cdot (i_{Dd}^* + i_{Ba}^* + i_{rd}^* + i_D^*) \\
 \mathcal{V}_{Dq}^* &= X_{Lq}^* \cdot i_{Dq}^* + X_{dq}^* \cdot (i_{Dq}^* + i_{rq}^* + i_Q^*) \\
 \mathcal{V}_{so}^* &= X_{Es}^* \cdot i_{so}^* \\
 \mathcal{V}_{Ba}^* &= X_{Bac}^* \cdot i_{Bad}^* + X_{Bac}^* \cdot (i_{Ba}^* + i_{rd}^* + i_D^*) + X_{dd}^* \cdot (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{rd}^* + i_D^*) \\
 \mathcal{V}_{rd}^* &= X_{Brc}^* \cdot i_{rd}^* + X_{Brc}^* \cdot (i_{Ba}^* + i_{rd}^* + i_D^*) + X_{dd}^* \cdot (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{rd}^* + i_D^*) \\
 \mathcal{V}_{rq}^* &= X_{Brc}^* \cdot i_{rq}^* + X_{Brc}^* \cdot (i_{rq}^* + i_Q^*) + X_{qq}^* \cdot (i_{sq}^* + i_{rq}^* + i_Q^*) \\
 \mathcal{V}_{ro}^* &= X_{Br}^* \cdot i_{ro}^* \\
 \mathcal{V}_D^* &= X_{Ld}^* \cdot i_D^* + X_{Dd}^* \cdot (i_{Ba}^* + i_{rd}^* + i_D^*) + X_{dd}^* \cdot (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{rd}^* + i_D^*) \\
 \mathcal{V}_Q^* &= X_{Lq}^* \cdot i_Q^* + X_{Dq}^* \cdot (i_{rq}^* + i_Q^*) + X_{qq}^* \cdot (i_{sq}^* + i_{rq}^* + i_Q^*)
 \end{aligned} \tag{2.39}$$

Mărimile tensiuni, curenți, fluxuri, rezistențe și reac-tanțe reduse și raportate folosite în relațiile (2.36...2.39) sînt:

- tensiuni:

$$\begin{aligned}
 u_{Dd}^* &= \frac{1}{U_n} \cdot u_{Dd} ; u_{Dq}^* = \frac{1}{U_n} \cdot u_{Dq} ; u_{so}^* = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{U_n} \cdot u_{so} \\
 u_{Ba}^* &= \sqrt{2} \cdot \frac{N}{N_{Ba}} \cdot \frac{1}{U_n} \cdot u_{Ba} \\
 u_{Brd}^* &= \sqrt{2} \cdot \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{1}{U_n} \cdot u_{Brd} ; u_{Brq}^* = \sqrt{2} \cdot \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{1}{U_n} \cdot u_{Brq} \\
 u_{rd}^* &= \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{1}{U_n} \cdot u_{rd} ; u_{rq}^* = \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{1}{U_n} \cdot u_{rq} ; u_{ro}^* = \sqrt{2} \cdot \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{1}{U_n} \cdot u_{ro}
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

- curenți:

$$\begin{aligned}
 i_{Dd}^* &= \frac{1}{\sqrt{3} I_n} \cdot i_{Dd} ; i_{Dq}^* = \frac{1}{\sqrt{3} I_n} \cdot i_{Dq} ; i_{so}^* = \frac{1}{\sqrt{2} I_n} \cdot i_{so} \\
 i_{Ba}^* &= \sqrt{2} \cdot \frac{N_{Ba}}{N} \cdot \frac{U_n}{U_n} \cdot i_{Ba} \\
 i_{Brd}^* &= \sqrt{2} \cdot \frac{N_{Br}}{N} \cdot \frac{U_n}{U_n} \cdot i_{Brd} ; i_{Brq}^* = \sqrt{2} \cdot \frac{N_{Br}}{N} \cdot i_{Brq} \\
 i_{rd}^* &= \frac{N_{Br}}{N} \cdot \frac{U_n}{U_n} \cdot i_{rd} ; i_{rq}^* = \frac{N_{Br}}{N} \cdot \frac{U_n}{U_n} \cdot i_{rq} ; i_{ro}^* = \sqrt{2} \cdot \frac{N_{Br}}{N} \cdot \frac{U_n}{U_n} \cdot i_{ro}
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

- Inductanți:

$$L_{sd} = \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{sd} ; \psi_{sq}^* = \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{sq} ; \psi_{so}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{so}$$

$$\psi_{sa}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{N}{N_{Ba}} \cdot \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{sa} ; \quad (2.42)$$

$$\psi_{rd} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{rd} ; \psi_{rq}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{rq}$$

$$\psi_{rd}^* = \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{rd} ; \psi_{rq}^* = \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{rq} ; \psi_{ro}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{N}{N_{Br}} \cdot \frac{\omega_n}{U_n} \cdot \psi_{ro}$$

- Rezistențe:

$$R = \frac{S_n}{U_n^2} \cdot R$$

$$R_{sa} = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_{Ba}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot R_{Ba} ; R_D^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_D} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot R_D ; R_Q^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_Q} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot R_Q$$

$$R_{Br} = \left(\frac{N}{N_{Br}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot R_{Br} \quad - \text{pentru mașina M.F.R.C.A.}$$

$$R_{Br} = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_{Br}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot R_{Br} \quad - \text{pentru mașina M.F.R.C.C.} \quad (2.43)$$

- Inductanți:

$$X_{sr} = \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{sr} ; X_{sr}^* = \frac{3}{2} \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{sr} ; X_{sd}^* = \frac{3}{2} \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{mdh} ;$$

$$X_{sd} = \frac{3}{2} \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{mdh} \quad (2.44)$$

$$X_{sa}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_{Ba}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{sa} ; X_{sa}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_{Ba}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{sa}$$

$$X_{D}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_D} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{D} ; X_{D}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_D} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{D}$$

$$X_{Q}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_Q} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{Q} ; X_{Q}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_Q} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{Q}$$

$$X_{Br}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_{Br}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{Br} ; X_{Br}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_{Br}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{Br}$$

$$X_{Br}^* = \left(\frac{N}{N_{Br}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{Br} ; X_{Br}^* = \frac{3}{2} \left(\frac{N}{N_{Br}} \right)^2 \cdot \frac{S_n}{U_n^2} \cdot \omega_n \cdot L_{Br}$$

pentru MERCC

pentru MERCA

- cuplu mecanic: $K^* = \frac{\omega_n}{p \cdot S_n} \cdot M$

- constanta de timp mecanică: $T_m^* = \frac{\omega_n^3}{p^2 S_n} \cdot J$

Comparînd relațiile (2.36) cu (2.38) și (2.37) cu (2.39) se observă că diferă ca formă, numai prin existența mărimii de indice (r_0) în ecuațiile (2.38), (2.39) ale mașinii MERCA. Deci, în cazurile în care mărimile de indice (0) nu se iau în considerare, ecuațiile celor două tipuri de mașini echivalente (MERCA și MERCC) pot fi scrise sub formă unică:

$$\begin{aligned} u_{sd}^* &= -R_{sd}^* \cdot i_{sd}^* - \frac{d\gamma_{sd}^*}{dt^*} + \frac{d\theta^*}{dt^*} \cdot \gamma_{sq}^* \\ u_{sq}^* &= -R_{sq}^* \cdot i_{sq}^* + \frac{d\gamma_{sq}^*}{dt^*} = \frac{d\theta^*}{dt^*} \cdot \gamma_{sd}^* \\ u_{Ba}^* &= R_{Ba}^* \cdot i_{Ba}^* + \frac{d\gamma_{Ba}^*}{dt^*} \\ u_{Bd}^* &= R_{Bd}^* \cdot i_{Bd}^* + \frac{d\gamma_{Bd}^*}{dt^*} \\ u_{Bq}^* &= R_{Bq}^* \cdot i_{Bq}^* + \frac{d\gamma_{Bq}^*}{dt^*} \\ 0 &= R_D^* \cdot i_D^* + \frac{d\gamma_D^*}{dt^*} \\ 0 &= R_Q^* \cdot i_Q^* + \frac{d\gamma_Q^*}{dt^*} \\ T_m^* \cdot \frac{d^2\theta^*}{dt^{*2}} &= \gamma_{sd}^* \cdot i_{sq}^* - \gamma_{sq}^* \cdot i_{sd}^* + L^* \end{aligned} \tag{2.45}$$

unde:

$$\begin{aligned} \gamma_{sd}^* &= X_{sd}^* \cdot i_{sd}^* + X_{dd}^* (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{Bd}^* + i_D^*) \\ \gamma_{sq}^* &= X_{sq}^* \cdot i_{sq}^* + X_{qq}^* (i_{sq}^* + i_{Bq}^* + i_Q^*) \\ \gamma_{Ba}^* &= X_{Ba}^* \cdot i_{Ba}^* + X_{Baa}^* (i_{Ba}^* + i_{Bd}^* + i_D^*) + X_{dd}^* (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{Bd}^* + i_D^*) \\ \gamma_{Bd}^* &= X_{Bd}^* \cdot i_{Bd}^* + X_{Bdd}^* (i_{Bd}^* + i_{Ba}^* + i_D^*) + X_{dd}^* (i_{sd}^* + i_{Ba}^* + i_{Bd}^* + i_D^*) \\ \gamma_{Bq}^* &= X_{Bq}^* \cdot i_{Bq}^* + X_{Bqq}^* (i_{Bq}^* + i_Q^*) + X_{qq}^* (i_{sq}^* + i_{Bq}^* + i_Q^*) \end{aligned} \tag{2.46}$$

$$L_{Dd} \cdot i_{Dd}'' + L_{Dc} \cdot i_{Dc}'' + L_{Dq} \cdot i_{Dq}'' + L_{Dd} \cdot i_{Dd}'' + L_{Dc} \cdot i_{Dc}'' + L_{Dq} \cdot i_{Dq}''$$

$$L_{Qc} \cdot i_{Qc}'' + L_{Qd} \cdot i_{Qd}'' + L_{Qq} \cdot i_{Qq}'' + L_{Qc} \cdot i_{Qc}'' + L_{Qd} \cdot i_{Qd}'' + L_{Qq} \cdot i_{Qq}''$$

În cele de mai sus s-a notat cu \mathbb{Z} indicele variabilelor care se substituie cu d pentru mașina MERCC și cu q pentru mașina MERCA.

2.3.4. Analiza ecuațiilor de funcționare.

Precum se remarcă, sistemele de ecuații (2.36), (2.37) respectiv (2.38), (2.39), conțin ecuații diferențiale în care parametrii (inductanțe și reactanțe) sînt constante, nu depind de unghiul θ , de timp. Aceste ecuații, care descriu complet funcționarea mașinilor sincrone idealizate în orice regim, se pot integra în condițiile cîntărilor inițiale ale sistemului inițial (2.1...2.3), în care sînt cunoscute valorile reale instantanee.

Întocmai ca în cazul mașinilor sincrone clasice /34//35/, mărimile care intervin în sistemul de ecuații (2.36), (2.37), respectiv (2.38), (2.39), se pot grupa astfel în următoarele grupe:

I. Parametrii electricei, magnetici și mecanici ai mașinii, după cum sînt cunoscute: rezistențele înfășurărilor, inductivitățile proprii și mutuale ale înfășurărilor, momentul de inerție J și numărul de poli p .

II. Mărimi prin care se exprimă legătura generatorului cu electrodul exterior, precum sînt cunoscute:

- pentru mașina MERCC: $u_{sd}, u_{sq}, u_{so}, u_{sd}, u_{sq}, u_{so}$ și M .

- pentru mașina MERCA: $u_{sd}, u_{sq}, u_{so}, u_{sd}, u_{sq}, u_{so}$ și M .

III. Variabilele a căror valoare cîntărească să fie determinată prin rezolvare:

- pentru mașina MERCC: $i_{sd}, i_{sq}, i_{so}, i_{sd}, i_{sq}, i_{so}, i_{Dd}, i_{Dc}, i_{Dq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{so}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{so}, \psi_{Dd}, \psi_{Dc}, \psi_{Dq}$ și θ ;

- pentru mașina MERCA: $i_{sd}, i_{sq}, i_{so}, i_{sd}, i_{sq}, i_{so}, i_{Dd}, i_{Dc}, i_{Dq}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{so}, \psi_{sd}, \psi_{sq}, \psi_{so}, \psi_{Dd}, \psi_{Dc}, \psi_{Dq}$ și θ ;

IV. Variabila independentă, în funcție de care se exprimă celelalte variabile: t (timpul).

Dacă toate mărimile din cele două grupe I și II se presupun cunoscute, ecuațiile de funcționare (2.36), (2.37) respectiv (2.38), (2.39) care conțin 17 respectiv 19 ecuații și tot atîtea necunoscute din categoria

a III-a, permit determinarea acestor necunoscute în funcție de variabila independentă t .

În realitate unii parametri din categoria I-a sînt funcție de alții din categoria a III-a datorită fenomenelor legate de prezența fierului (histereză, curenți turbionari, saturație), care prin ipotezele adoptate în paragraful 2.3.1 au fost neglijate. Considerarea fenomenelor legate de prezența fierului introduce dificultăți legate de neliniaritatea ce apare, de complexitatea relațiilor de calcul ce îngreunează foarte mult calculul /35 p.35/.

Există două tendințe de considerare a prezenței fierului și anume:

a) Să se ia în considerare caracteristici sau parametri medii în care se includ efectele cauzate de fier /40/, /55/, /56/, /71/, /113/.

Această tendință se justifică prin apariția unor lucrări ce stabilesc modul de determinare al parametrilor reali ai mașinii în condiții concrete de funcționare /17/, /18/, /40/, /41/, /92/, /107/, ceea ce permite realizarea unor modele deosebit de precise, fără a se apela la ecuații suplimentare și relații complicate /41/, /107/.

b) Introducerea analitică a fenomenelor datorate prezenței fierului /35/, care prin care se obțin rezultate de calitate fără a fi necesară realizarea unor experimente complexe ce necesită un utilaj costisitor /22/, /85/, /87/, /83/, /123/, /127/.

Descrierea analitică a fenomenelor legate de prezența fierului este necesară la studiul unor regimuri particulare ale mașinii sincrone (funcționarea în asincron, scurtcircuite, etc) /35 p. 35/. Întrucît scopul prezentului studiu este de a stabili eficiența introducerii celei de a doua înfășurări de excitație B_r în vederea obținerii unei funcționări stabile a mașinii sincrone cuplată într-un sistem energetic complex, la încărcare inductivă și respectiv capacitivă (vezi paragraful 1.3.3), deci nu analiza unor regimuri dinamice particulare, în baza celor prezentate, se consideră că modelul matematic stabilit în paragraful 2.5 este satisfăcător cu precizarea că parametrii vor fi determinați în condițiile concrete de funcționare ale mașinii.

2.6. Concluzii.

Pornind de la ideea că, întocmai ca toate mașinile electrice clasice și mașina MSEDV funcționează în baza legilor fundamentale electromagnetice, în cadrul prezentului capitol s-au stabilit ecuațiile de funcționare ale noii mașini. Cum era de așteptat, forma ecuațiilor în sistemul d, q, o este identică cu cea a mașinilor sincrone clasice.

Am fost stabilite ecuațiile de funcționare (2.36), (2.37) pentru mașina MERCA și (2.38), (2.39) pentru mașina MERCA, ecuații prin care se pot reprezenta aceste mașini chiar și în regim tranzitoriu dacă li se vor adăuga relațiile ce descriu funcționarea sistemului de excitație precum și cele corespunzătoare dependenței fenomenelor din fier: saturație și curenți turbionari.

Pentru analiza regimurilor staționare, respectiv a stabilității statice, când nu intervin regimuri neasimetrice, s-a stabilit forma unitară a ecuațiilor de funcționare (2.45), (2.46) pentru ambele tipuri de mașini, MERCA și MERCC, ecuații ce vor fi folosite în cele ce urmează.

Capitolul 3.

FUNCȚIONAREA MAȘINII MSBDV CONECTATA LA RETEA.

3.1. Noțiuni generale.

Deși de la un anumit regimă sinergică cu excitație dublă cu câmp de excitație variabil față de axele rotorului (MSBDV), să considerăm deocamdată numai regimul staționar considerat de bază este în general posibil sau nu, dacă acest regim se poate menține nedefinit pentru parametri dați ai mașinii, chiar dacă apare o perturbare care este temporară, sau se schimbă conducând la un regim instabil, adică la pierderea sincronismului. Deci se consideră necesară o analiză a regimurilor staționare posibile.

3.2. Regimul permanent de funcționare a mașinii.

3.2.1. Ecuațiile de funcționare.

Ecuațiile de funcționare ale mașinii pentru regimul permanent, se obțin din ecuațiile generale stabilite în paragraful 2.5, introducând condițiile caracteristice pentru acest regim.

Regimul permanent de funcționare este regimul staționar electromagnetic, regim la care în mașină se stabilește un câmp magnetic circular, iar rotorul se învârtete cu viteza unghiulară constantă a câmpului magnetic circular /55 p 347/, /113 p. 241/. În această situație rezultă următoarele condiții de funcționare în regim permanent și anume:

$$a) \frac{d\psi}{dt} = 0, \text{ respectiv } \frac{d\psi}{dt} = 1 \quad (3.1)$$

b) Câmpul magnetic circular rotorului fiind în repaus față de câmpul magnetic în stator de excitație constantă, în ansamblul rotorului nu se induce tensiuni și deci prin înfășurările de amortizare, deși se poate stabili curenți, din care cauză nu se ține în considerare;

c) Înfășurarea de excitație activă E_a , cîmp alimentată cu tensiunea u_{Ea} continuă, curentul i_{Ea} ce se stabilește prin această înfășurare fiind constant în timp;

d) Înfășurarea de excitație reactivă E_r la mașina MSBDV este alimentată cu tensiunea u_{Er} continuă, curentul i_{Er} prin aceasta fiind constant în timp. La mașina MSBA, tensiunile (u_a, u_b, u_c) la

ții, precum și curenții (i_a, i_b, i_c) la perii formează sisteme tri-
faze simetrice de mărimi sinusoidale, de succesiune directă, că-
reva aplicându-le transformata d,q,o conduc la mărimi de indice 0
ale, iar d și q constante;

e) Tensiunile de la bornele fazelor statorice (u_A, u_B, u_C)
precum și curenții statorici (i_A, i_B, i_C) formează sisteme de mărimi
sinusoidale de succesiune directă, de asemenea, conduc în
axelele d,q,o, la mărimi de indice 0 ale iar d și q constante;

f) Capul magnetic în rotorul generatorului este constant;

g) Înălțuirile din mașină raportate la axele d,q sînt cons-
tante în timp.

Luînd în considerare ecuațiile mașinilor echivalente (2.45.)
ținînd cont de condițiile de mai sus, rezultă ecuațiile de funcț
ționare pentru regimul permanent în unități relative:

$$u_{sd}^* = -R^* \cdot i_{sd}^* + \gamma_{sq}^* \quad (a)$$

$$u_{sq}^* = -R^* \cdot i_{sq}^* - \gamma_{sd}^* \quad (b)$$

$$u_{Ba}^* = k_{Ba}^* \cdot i_{Ba}^* \quad (c)$$

$$u_{zd}^* = k_{Br}^* \cdot i_{zd}^* \quad (d)$$

$$u_{zq}^* = k_{Br}^* \cdot i_{zq}^* \quad (e)$$

$$i_{sd}^* + \gamma_{sd}^* \cdot i_{sq}^* - \gamma_{sq}^* \cdot i_{sd}^* = 0 \quad (f) \quad (3.4)$$

$$\gamma_{sd}^* = X_d^* \cdot i_{sd}^* + X_{cd}^* \cdot (i_{Ba}^* + i_{zd}^*) \quad (g)$$

$$\gamma_{sq}^* = X_q^* \cdot i_{sq}^* + X_{cq}^* \cdot i_{zq}^* \quad (h)$$

$$k_{Ba}^* = X_{Ba}^* \cdot i_{Ba}^* + (\lambda_{Ba}^* \sigma + \lambda_{cd}^*) \cdot i_{zd}^* + \lambda_{ca}^* \cdot i_{zd}^* \quad (i)$$

$$k_{Br}^* = \lambda_{Br}^* \cdot i_{zd}^* + (\lambda_{Br}^* \sigma + \lambda_{cd}^*) \cdot i_{zd}^* + \lambda_{cd}^* \cdot i_{cd}^* \quad (j)$$

$$\gamma_{zq}^* = X_{Br}^* \cdot i_{zq}^* + X_{cq}^* \cdot i_{zq}^* \quad (k)$$

$$\gamma_{zd}^* = (\lambda_{L}^* \sigma + X_{dd}^*) \cdot (i_{Ba}^* + i_{zd}^*) + \lambda_{dd}^* \cdot i_{sd}^* \quad (l)$$

$$\gamma_{zq}^* = (\lambda_{Q}^* \sigma + X_{qq}^*) \cdot i_{zq}^* + X_{qq}^* \cdot i_{sq}^* \quad (m)$$

La funcționarea mașinii în regim permanent, ecuațiile de mai sus permit rezolvarea a două categorii de probleme:

1. Să se determine componentele i_{sd} și i_{sq} ale curenților statice și cuplul motor M , funcție de componentele u_{sd} și u_{sq} ale tensiunii la borne, parametri mașinii și tensiunile electroinduse în bobele statice.

2. Să se determine componentele curenților de excitație necesari pentru întreținerea cîmpului magnetic în întrefier, corespunzător unei sarcini date, cunoscîndu-se parametri mașinii și tensiunea la bornele statice.

Prima problemă se rezolvă relativ simplu determinînd expresiile curenților i_{sd} și i_{sq} din ecuațiile 3.4.a și 3.4.b, de unde rezultă:

$$i_{sd}^* = - \frac{1}{R^*Z + X_d^* \cdot X_q^*} \left[R^* (u_{sd}^* - u_{ed}^*) + X_q^* (u_{sq}^* - u_{eq}^*) \right] \quad (a) \quad (3.5)$$

$$i_{sq}^* = - \frac{1}{R^*Z + X_d^* \cdot X_q^*} \left[R^* (u_{sq}^* - u_{eq}^*) - X_d^* (u_{sd}^* - u_{ed}^*) \right] \quad (b)$$

În care s-a ținut cont că:

- t.e.m. longitudinală: $u_{ed}^* = X_{qq}^* \cdot i_{sq}^*$ (3.5')

- t.e.m. transversală: $u_{eq}^* = - X_{dd}^* \cdot (i_{sa}^* + i_{zd}^*)$

Înlocuind pe (3.5) în (3.4.f) se obține cuplul mecanic:

$$M = - \left\{ \frac{X_c^* - X_g^*}{R^*Z + X_c^* \cdot X_q^*} \cdot \left[(R^*Z - X_d^* \cdot X_q^*) (u_{ed}^* - u_{ed}^*) (u_{sq}^* - u_{eq}^*) - \right. \right. \\ \left. \left. - R^* \cdot X_d^* (u_{sd}^* - u_{ed}^*)^2 + R^* \cdot X_q^* (u_{sq}^* - u_{eq}^*)^2 \right] + \right. \\ \left. + \frac{1}{R^*Z + X_c^* \cdot X_q^*} \left[(u_{ed}^* \cdot R^* - u_{eq}^* \cdot X_d^*) \cdot (u_{ed}^* - u_{ed}^*) + \right. \right. \\ \left. \left. + (u_{ed}^* \cdot X_q^* + u_{eq}^* \cdot R^*) \cdot (u_{sq}^* - u_{eq}^*) \right] \right\} \quad (3.6)$$

Problema din a doua categorie se pune la funcționarea mașinii raportată la rețeaua sistemului electroenergetic. Pentru rezolvarea acestei probleme trebuie cunoscută poziția axei transversale q , față de sectorul spațial al tensiunii la borne, ceea ce necesită izolarea cîmpurilor fazoriale a tensiunilor mașinii.

3.2.2. Diagrama fazorială a mașinii.

Diagrama fazorială a curenilor și tensiunilor mașinii sincronizate este descrisă în [1] p. 340/, [19] p. 385/, [71] p. 91/, unde se reprezintă în mod complex, a fazorilor curenilor și tensiunilor la bornele mașinii la stator, pentru un anumit timp t de la apariția semnalului de excitație.

Se știe însă că în cazul unei mașini sincronizate la sistemul electric național, se cere reglarea pe o anumită valoare a tensiunii la bornele mașinii, în funcție de sarcina care este conectată la bornele mașinii, astfel încât să se realizeze un sistem trifaz simetric de tensiuni la bornele mașinii, în orice instanță de timp:

$$\begin{aligned} u_A &= U_m \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \omega_1 t \\ u_B &= U_m \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_C &= U_m \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.7)$$

unde U_m este valoarea efectivă a tensiunii la bornele mașinii în orice instanță de timp.

În aceste condiții, pentru a se realiza o funcționare caracterizată prin o anumită valoare a tensiunii la bornele mașinii, în funcție de sarcina care este conectată la bornele mașinii, în orice instanță de timp, este necesar să se realizeze un sistem trifaz simetric de tensiuni la bornele mașinii în orice instanță de timp:

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cdot \sqrt{2} \cdot \cos (\omega_1 t - \varphi) \\ i_B &= I_m \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \left(\omega_1 t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \right) \\ i_C &= I_m \cdot \sqrt{2} \cdot \cos \left(\omega_1 t - \varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$f = \omega_1 \cdot \text{tg} \left(\frac{\varphi}{\omega_1} \right) \quad (3.9)$$

În această situație pentru înmagazinarea câmpului magnetic în învelișul rotorului, este necesar ca înfășurările de excitație să fie străbătute de curenți de valori bine precizate, pe care vom nota:

- pentru mașina B₁ C C: I_{21} prin înfășurarea de excitație B_1 și I_{22} prin înfășurarea de excitație B_2 .

- Pentru mașina BRCA: \bar{I}_{Ba} prin înfășurarea de excitație B_a , iar prin fazele înfășurării B_r curenții:

$$\begin{aligned} i_a &= I_{Br} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \varphi_e) \\ i_b &= I_{Br} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \varphi_e - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c &= I_{Br} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\omega_s \cdot t + \varphi_e + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (3.10)$$

unde φ_e reprezintă defazajul în timp dintre tensiunile de fază statorice și curenții la perii, unghi care, ținând cont că în regim permanent de funcționare curenții la perii sînt în fază cu tensiunile la perii, reprezintă și defazajul tensiunilor la perii față de tensiunile statorice omoloage, și poate fi scris sub formă:

$$\varphi_e = \beta - (\alpha_p + \frac{\pi}{2}) = \beta - \alpha \quad (3.11)$$

unde:

α_p = unghiul electric dintre axele perilor și axele de fază statorice omoloage;

β = faza tensiunilor la perii în raport cu tensiunile de fază statorice omoloage.

Înfășurările de excitație B_a și B_r precum și înfășurarea statorică parcursă de curenții mai sus amintiți, produc în întregul unde învîrtitoare ale solenațiilor specifice de excitație și de reacție. Fiecare undă a solenațiilor specifice, produce o undă de asemenea învîrtitoare a tensiunii magnetice, careia îi corespunde o undă învîrtitoare a cîmpului magnetic. Datorită acestor cîmpuri magnetice învîrtitoare fazele înfășurării statorice sînt atribuite de fluxurile; de excitație activă ϕ_{Ba} , reactivă ϕ_{Br} și de reacție ϕ_{ad} variabile în timp, care induc în aceste faze tensiuni electromotoare de excitație u_{eBa} respectiv u_{eBr} și de reacție u_{ea} .

Avînd în vedere că variabilele (tensiuni, curenți, fluxuri), înfășurărilor mașinii pot fi reprezentate într-un plan complex perpendicular pe axa mașinii, prin fazori spațiali /62/, iar fazorii Fresnel fiind un caz particular al fazorilor spațiali (vezi rel.3.27.), se poate construi diagrama fazorială a mașinii idealizate, în baza ecuațiilor de funcționare a mașinii echivalente (3.4), urmînd a se ține seama de caracteristicile variabilelor prezentate mai sus. Se presupune că se cunosc: parametrii mașinii (R , X_r , X_{dd} , X_{qq}), tensiunile la bornele statorice, curenții statorici și rotorici, precum și unghiul de defazaj δ_s dintre fazorul spațial

construcții la bornele statorice \bar{U} și axa q luată cu sens schimbat unghi intern de funcționare al mașinii și care este egal cu cât atât timp cât viteza de rotație a rotorului este egală cu cea sincronă.

Dacă la bornele înfășurării statorice se aplică sistemul tri-faz de tensiuni dat de relațiile (3.7), ținând cont că defazajul dintre fazorul spațial al acestui sistem de tensiuni \bar{U} și axa fazei d (sau q) este δ_g , iar între fazorul \bar{U} și înfășurarea (axa fazei A) este δ_g , dar între fazorul \bar{U} și înfășurarea (axa q) este δ_g rezultă că:

$$\theta = \omega_s \cdot t + \delta_g + \frac{\pi}{2} \quad (3.12)$$

$$\gamma = \omega_s \cdot t + \delta_g + \frac{\pi}{2} + \gamma_0 \quad (3.12')$$

Dacă variabilelor (tensiuni și curenți) mașinii date mai sus, se aplică operațiile de transformare, reduse la bornele statorice și raportate la mărimile de bază, conform procedurii prezentate în paragraful 2.5.3.1, se obțin variabilele mașinii echivalente reduse și raportate (vezi rel.2.40...). Acestea de fapt reprezintă componentele, după axele d și q a curenților spațiali ai variabilelor /113 p 249/, exprimate în unități relative. În urma efectuării operațiilor amintite, unde ținând cont de relațiile de legătură între numărul de spire a înfășurărilor magnetizate și reale (vezi anexa A.2.1, paragraful A.2.1.3.3) rezultă:

a) pentru tensiunile statorice (u_A, u_B, u_C):

$$u_{sd}^* = - U^* \cdot \sin \delta_g \quad (3.17)$$

$$u_{sq}^* = - U^* \cdot \cos \delta_g \quad (3.17)$$

$$U^* = \frac{\sqrt{3} \cdot U_f}{U_n} \quad (3.17')$$

b) pentru curenții statorici (i_A, i_B, i_C):

$$i_{sd}^* = - I^* \sin (\delta_g + \varphi) \quad (3.18)$$

$$i_{sq}^* = - I^* \cos (\delta_g + \varphi)$$

$$I^* = \frac{I}{I_n} \quad (3.18')$$

c) pentru curentul de excitație activă (I_{Ha}):

$$i_{Ba}^* = \frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{k_e}{k_{ad} \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Ba}^1}{N'} \cdot \frac{I_{Ba}}{I_n} \quad (3.19)$$

unde: $\frac{\pi}{3 \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{k_e}{k_{ad} \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Ba}^1}{N'} \cdot I_{Ba}$ reprezintă valoarea efectivă a curentului de excitație activă redus la stator I_{Ba}^1 .

d) pentru curentul de excitație reactivă I_{Br} la mașina echivalentă M B K C C.

$$i_{Brd}^* = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Br}^1}{N'} \cdot \frac{I_{Br}}{I_n} \cos(\theta - \gamma) \quad (3.20)$$

$$i_{Brq}^* = \frac{1}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Br}^1}{N'} \cdot \frac{I_{Br}}{I_n} \sin(\theta - \gamma)$$

unde: $\frac{1}{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Br}^1}{N'} \cdot I_{Br}$ reprezintă valoarea efectivă a curentului de excitație reactivă redus la stator, I_{Br}^1 .

e) pentru curenții rotorici (i_a, i_b, i_c) din fazele înfășurării de excitație reactivă R_r la mașina echivalentă M B K C A.

$$i_{rd}^* = - \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Br}^1}{N'} \cdot \frac{I_{Br}}{I_n} \sin(\delta_g - \beta) \quad (3.21)$$

$$i_{rq}^* = - \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Br}^1}{N'} \cdot \frac{I_{Br}}{I_n} \cos(\delta_g - \beta)$$

unde: $\frac{1}{4 \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_B} \cdot \frac{N_{Br}^1}{N'} \cdot I_{Br}$ reprezintă valoarea efectivă a curentului de excitație reactivă redus la stator I_{Br}^1 .

Tinând cont că fluxul total (înlanțuirea) printr-un circuit j cuplat cu alte n circuite, într-un mediu liniar, se poate calcula ca sumă a fluxurilor produse de fiecare circuit în parte prin circuitul considerat /137 p. 294/, înlanțuirile γ_{sd}^* și γ_{sq}^* pot fi scrise sub forma:

$$\gamma_{sd}^* = \gamma_{sd}^* + \gamma_{dd}^* + \gamma_{cd}^* + \gamma_{dq}^* \quad (3.22)$$

$$\gamma_{sq}^* = \gamma_{sq}^* + \gamma_{dq}^* + \gamma_{qd}^*$$

unde:

Ψ_{sd}, Ψ_{sq} - fluxurile de cuprindere a înfășurărilor statorice sd și respectiv sq;

Ψ_{sd}, Ψ_{sq} - fluxurile principale de reacție a înfășurărilor statorice sd și respectiv sq;

Ψ_{sd} - fluxul mutual între înfășurările sd și Ea;

Ψ_{qzd}, Ψ_{qzq} fluxurile mutuale dintre înfășurările sd și \tilde{z}_d respectiv sq și \tilde{z}_q .

Pe lângă fluxurile date la $\Psi_{sd}, \Psi_{sq}, \Psi_{dEa}, \Psi_{d\tilde{z}_d}, \Psi_{qzq}$ și fluxurile produse de înfășurările sd, sq, Ea, \tilde{z}_d, \tilde{z}_q trebuie să luăm în calcul și fluxurile înfășurărilor statorice, rezultând:

$$\Psi_{\tilde{z}_d}^* + \Psi_{dEa}^* + \Psi_{d\tilde{z}_d}^* = \Psi_{\tilde{z}_d}^* \quad (3.23)$$

$$\Psi_{sq}^* + \Psi_{qzq}^* = \Psi_{\tilde{z}_q}^*$$

Notat cu $\Psi_{\tilde{z}_d}^*$ și $\Psi_{\tilde{z}_q}^*$ componentele după axa d respectiv q ale fluxului resultant în statorilor raportat la stator.

Deoarece în vederea determinării componentelor ale fluxurilor totalitate mai sus reprezentată de fapt componentele fazorilor d și q a statorului, iar fazorul spațial al tensiunii electromotoare se obține calculând diferențiala fazorului spațial al fluxului /132 p. 134/, luând în considerare expresiile componentelor date mai sus, în regiă permanent de funcționare, obținute simplificarea relațiilor (3.22) cu (3.4 g și h) și având în vedere că în regiă permanent există numai t.e.m. de rotație /138 p. 139/ obținem următoarele componente ale t.e.m. induse în înfășurările statorice în regiă permanent de funcționare:

$$\begin{aligned} u_{e\tilde{z}_d}^* &= X_{\tilde{z}_d}^* \cdot i_{\tilde{z}_d}^* & ; & \quad u_{e\tilde{z}_q}^* = -X_{\tilde{z}_q}^* \cdot i_{\tilde{z}_q}^* \\ u_{e\tilde{z}_d}^* &= X_{\tilde{z}_q}^* \cdot i_{\tilde{z}_q}^* & ; & \quad u_{e\tilde{z}_q}^* = -X_{\tilde{z}_d}^* \cdot i_{\tilde{z}_d}^* \\ u_{eEa}^* &= 0 & ; & \quad u_{eEa}^* = -X_{\tilde{z}_d}^* \cdot i_{Ea}^* \\ u_{e\tilde{z}_d}^* &= X_{\tilde{z}_q}^* \cdot i_{\tilde{z}_q}^* & ; & \quad u_{e\tilde{z}_q}^* = -X_{\tilde{z}_d}^* \cdot i_{\tilde{z}_d}^* \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\begin{aligned} u_{e\tilde{z}_d}^* &= u_{e\tilde{z}_d}^* + u_{e\tilde{z}_q}^* \\ u_{e\tilde{z}_q}^* &= u_{e\tilde{z}_q}^* + u_{e\tilde{z}_d}^* + u_{e\tilde{z}_q}^* \end{aligned} \quad (3.24')$$

Introducînd relațiile (3.4.g și h) în (3.4.a și b) și ținînd cont de expresiile t.e.m. (3.24) se obține:

$$u_{sd}^* = -R^* \cdot i_{sd}^* + u_{ecd}^* + u_{edd}^* + u_{ezd}^* \quad (3.25)$$

$$u_{sq}^* = -R^* \cdot i_{sq}^* + u_{ocq}^* + u_{eqq}^* + u_{o\zeta q}^* + u_{o\delta aq}^*$$

sau ținînd cont de relațiile (3.24'):

$$u_{sd}^* + R^* \cdot i_{sd}^* - u_{ecd}^* = u_{\delta d}^* \quad (3.25')$$

$$u_{sq}^* + R^* \cdot i_{sq}^* - u_{ecq}^* = u_{\delta q}^*$$

În baza ecuațiilor (3.23), (3.25) respectiv (3.25') rezultă diagrama fazorială a mașinii sincrone în regim staționar, cu mărimile exprimate în unități relative, prezentate în figura 3.1. La construirea acestei diagrame fazoriale s-a ținut cont de următoarele:

a) S-a considerat că se cunosc parametrii mașinii (R^* , X_{σ}^* , $X_{\delta d}^*$, $X_{\delta q}^*$) precum și componentele curenților statorici (i_{sd}^* , i_{sq}^*) și rotorici ($i_{\delta d}^*$, $i_{\delta q}^*$);

b) Fazorii Fresnel ai variabilelor fazelor de referință exprimați în unități relative sînt identici cu fazorii spațiali ai acestora exprimați, de asemenea, în unități relative. De exemplu: pentru tensiunile la bornele statorice definite de relațiile (3.7), fazorul Fresnel al tensiunii u_A , în planul complex a cărui axă reală este axa fazei de referință (faza A) exprimat în unități relative este:

$$\underline{u}_A^* = U^* \cdot e^{j\omega t} \quad (3.26)$$

Iar fazorul spațial al sistemului de tensiuni în raport cu același sistem de referință, este:

$$\begin{aligned} \underline{u}_U^* &= (U_{sd}^* + j U_{sq}^*) \cdot e^{j\theta} = \\ &= U^* [\cos(\theta - \omega t) - j \sin(\theta - \omega t)] \cdot e^{j\theta} = \\ &= U^* \cdot e^{-j(\theta - \omega t)} \cdot e^{j\theta} = U^* \cdot e^{j\omega t} = \underline{u}_A^* \end{aligned} \quad (3.27)$$

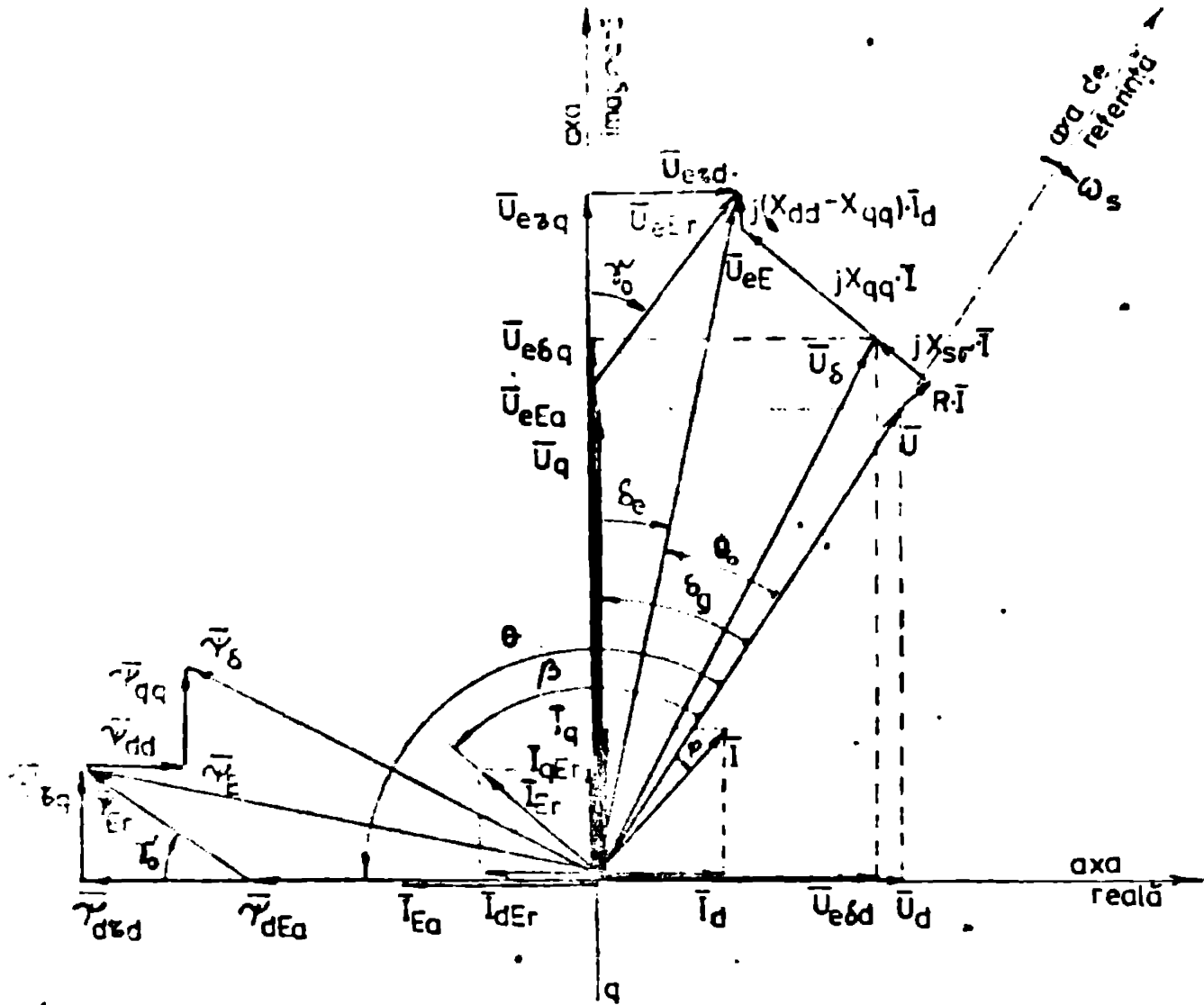


Fig. 1. Diagrama fazorială a generatorului în regim de generator.
 (cu $\delta = 0$ și $\alpha = 0$ și $\beta = 0$).

1) să se scrie expresiile pentru toate și componentele acestora și să se scrie cu litere mari și mici:

\vec{U}_q - fazorul tensiunilor la bornele statorice;

\vec{I}_q - fazorul curenților statorici;

\vec{I}_a - fazorul curentului de excitație activă;

\vec{I}_r - fazorul curentului de excitație reactivă;

\vec{U}_{eE} - fazorul t.e.m. polare;

\vec{U}_{eEa} - fazorul t.e.m. în intrafier;

\vec{U}_{eEo} - fazorul t.e.m. induse în fazele statorice de către fluxul de excitație $\vec{\Psi}_{Ea}$ produs de înfășurarea de excitație activă;

\vec{U}_{eEa} - fazorul t.e.m. induse în fazele statorice de către fluxul de excitație $\vec{\Psi}_{Ea}$ produs de înfășurarea de excitație reactivă.

d) Pentru ca fazorul tensiunii statorice \bar{U} , să fie în cadrul I al planului complex, sistemul de axe de coordonate adoptat pentru reprezentarea diagramii fazoriale, are axa reală în sens contrar axei d, iar axa imaginară în sens contrar axei q. Acest lucru implică faptul că, componentele fazorilor variabilelor după axele de coordonate în planul complex astfel ales, sînt egale cu variabilele d, q corespunzătoare mașinii echivalente luate cu semn schimbat. De exemplu:

$$U_{ed}^* = -u_{ed}^* = U^* \cdot \sin \delta_0 \quad (3.28)$$

În aceste condiții relațiile (3.25) pot fi scrise fazorial sub forma:

$$\bar{U}^* k^* \cdot \bar{I}^* + j \cdot \bar{I}^* (X_{\sigma}^* + X_{qq}^*) + j \cdot \bar{I}^* (X_{dd}^* - X_{qq}^*) = \bar{U}_{0k}^* \quad (3.29)$$

respectiv (3.25')

$$\bar{U}^* + (k^* + j \cdot X_{\sigma}^*) \cdot \bar{I}^* = \bar{U}_{\delta}^* \quad (3.29')$$

e) Întrucît în regim permanent există numai t.e.m. de rotație, fazorii t.e.m. sînt rotîți cu $\pi/2$ radiani în urma fazorilor fluxurilor care îi produc /132 p 165/.

În cazul mașinilor cu poli înecați deoarece $X_{ad}^* = X_{aq}^* = X_{\sigma}^*$, relația fazorială (3.29) devine:

$$\bar{U}^* + (k^* + j X_{\sigma}^*) \cdot \bar{I}^* = \bar{U}_{\sigma k}^* \quad (3.30)$$

Iar diagrama fazorială este cea din figura 3.2.

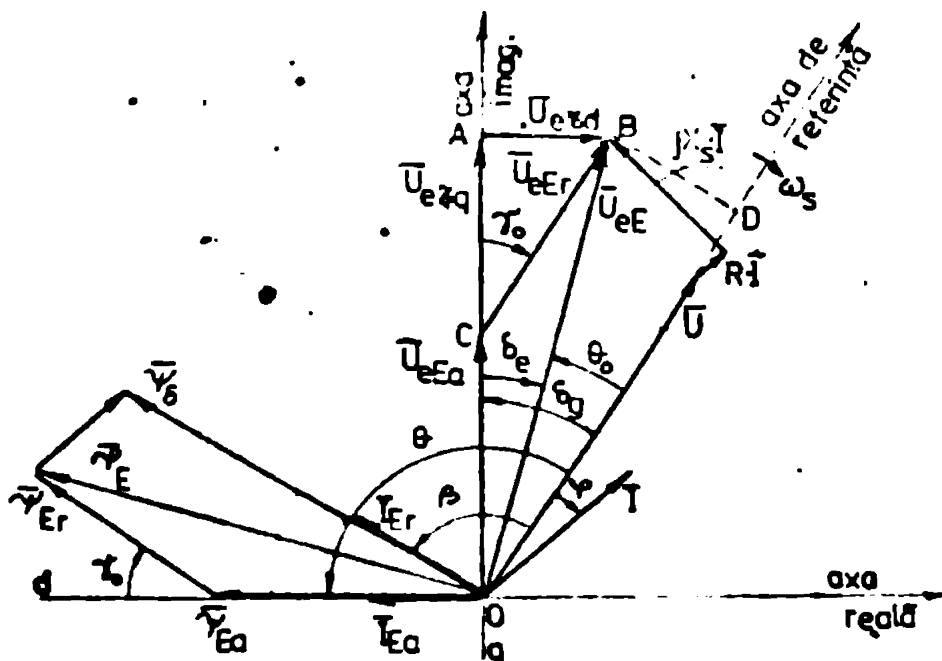


Fig. 3.2. Diagrama fazorială a mașinii cu poli înecați.

3.2. Calculul mărimilor caracterizatoare unui regim staționar

3.2.3.1. Condițiile de calcul.

Calculul mărimilor caracterizatoare staționar normal al mașinii, scintile de fapt cea de-a doua problemă ridicată în paragraful 3.2.1 și constă în determinarea tuturor mărimilor ce caracterizează funcționarea sa a unei mașini sunt cunoscute:

- a) Valoarea efectivă a tensiunii la bornele statorice U_f ;
- b) Puterea activă P și reactivă Q debitate în rețea;
- c) viteza unghiulară ω_p ;
- d) parametri mașinii (r, X_d, X_q).

Se-a considerat că caracteristicile mașinii pe cele două axe de curent, deoarece în funcție de excitație reactivă E_p , realizează forma unei înfășurări de curent continuu cu colector, se poate considera un motor cilindric. Dacă mașina este cu poli înecați.

Este necesar să se exprime toate variabilele în funcție de parametri cunoscuți. În acest sens se parcurg următoarele:

Din i^* , ψ^* și ω^* se determină i^* și ψ cu relațiile:

$$i^* = \frac{\sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}}{\omega^*} \quad (3.31)$$

$$\psi = \omega \cdot \text{tg} \frac{\psi^*}{i^*} \quad (3.32)$$

De relațiile (3.11) și (3.13) se determină u_{sd}^* , u_{sq}^* , i_{sd}^* , iar din ecuațiile 3.4a și b se obține:

$$\psi_{sd}^* = - (u_{sq}^* + R^* \cdot i_{sq}^*) \quad (3.33)$$

$$\psi_{sq}^* = u_{sd}^* + R^* \cdot i_{sd}^* \quad (3.34)$$

În 3.4 g și h rezultă:

$$i_{sd}^* = \frac{\psi_{sd}^* - X_q^* \cdot i_{sq}^*}{X_d^*} - i_{sq}^* \quad (3.35)$$

$$i_{sq}^* = \frac{\psi_{sq}^* - X_d^* \cdot i_{sd}^*}{X_q^*} \quad (3.36)$$

De 10 ecuații, cele 10 (3.31...3.36) împreună cu (3.17) și (3.18), constituie un sistem de 12 variabile;

doi termeni: u_{sd}, u_{sq} , șase curenți: $i, i_{sd}, i_{sq}, i_{su}, i_{sd}, i_{sq}$, două fluxuri: Ψ_{sd}, Ψ_{sq} și două unghiuri: δ_g, φ . După cum se știe pentru a rezolva un astfel de sistem trebuie să se cunoască valorile a două variabile. Pentru aceasta se apelează la diagrama fazorială (fig.3.2).

Se consideră un regim staționar normal caracterizat prin tensiunea la borne \bar{U}^* , puterea activă P^* și reactivă Q^* . După cum se poate observa din diagrama fazorială (fig.3.2), $\text{tg } \theta_0 = LD/OD$, iar $U_{eB}^* = \sqrt{ED^2 + OD^2}$. Luând proiecțiile tensiunii și ale căderilor de tensiune după direcția fazorului tensiunii la borne \bar{U} și o direcție perpendiculară pe aceasta, se obțin pentru θ_0 și U_{eB}^* expresiile:

$$\theta_0 = \arctg \frac{I^* (X_g^* \cos \varphi - R^* \sin \varphi)}{U^* + I^* (R^* \cos \varphi + X_g^* \sin \varphi)} \quad (3.37)$$

respectiv:

$$U_{eB}^* = \sqrt{\left[U^* + I^* (R^* \cos \varphi + X_g^* \sin \varphi) \right]^2 + I^{*2} (X_g^* \cos \varphi - R^* \sin \varphi)^2} \quad (3.38)$$

După simplificarea relației (3.37) și înmulțirea relației (3.38) cu U^* se obține:

$$\theta_0 = \arctg \frac{I^* X_g^* - Q^* R^*}{U^{*2} + I^* R^* + Q^* X_g^*} \quad (3.37')$$

respectiv:

$$U_{eB}^* = \frac{\sqrt{(U^{*2} + I^* R^* + Q^* X_g^*)^2 + (I^* X_g^* - Q^* R^*)^2}}{U^*} \quad (3.38')$$

Din relațiile (3.37') și (3.38') se observă că fazorul t.e.c. U_{eB}^* pentru un regim staționar normal caracterizat prin sarcina P^* și Q^* are modulul constant și o poziție fixă în raport cu fazorul tensiunii la borne \bar{U}^* ceea ce de fapt reprezintă: $U_{eB}^* = \text{ct}$ și $\theta_0 = \text{ct}$.

Într-o deosebire de mașina sincronă clasică la care decalajul dintre fazorul \bar{U}^* și axa q ($\delta_g = \theta_0$) este bine definit pentru un anumit regim staționar normal, fiind funcție de sarcina mașinii P^* și Q^* , și reprezintă unghiul de sarcină, la mașina MBBV, unghiul δ_g nu mai reprezintă unghiul de sarcină și poate lua orice valoare cuprinsă în intervalul $[0 \div 2\pi]$ pentru același regim staționar. Acest lucru se observă din diagrama fazorială (fig.3.2),

și deci că:

$$\delta_g = \alpha_0 + \delta_e \quad (3.39)$$

unde unghiul δ_e depinde de valoarea t.e.m. incluse de componentele curenților de excitație:

$$\delta_e = \arctg \frac{i_{\beta d}^{**}}{i_{\beta a}^{**} + i_{\beta c}^{**}} \quad (3.40)$$

Avînd în vedere că t.e.m. sunt proporționale cu curenții de excitație de același nume, și avînd în vedere proporționalitatea fiindă dintre unghiul γ_0 (vezi fig.3.2) pentru cazul $X_{dd} = X_{qq} = X_u$,

$$\delta_e = \arctg \sin \gamma_0 \frac{i_{\beta d}^{**}}{i_{\beta a}^{**}} \quad (3.41)$$

și δ_e depinde de componenta $i_{\beta d}^{**}$ a curențului de excitație reactivă.

Întrucît a.p.e.v. teoretic unghiul δ_g poate lua orice valoare între $[0 + 2\pi]$, aceasta poate reprezenta una din valoarele pe care le ia curentul de excitație. În orice caz din sistemul de ecuații, fiindcă nu s'au pus, rezulta univoc toate variabilele mai puțin curenții $i_{\beta a}^{**}$ și $i_{\beta d}^{**}$ ale curenților de excitație, ale căror valori sînt dependente prin relația (3.35) sau conform figurii prin:

$$i_{\beta a}^{**} + i_{\beta d}^{**} = \frac{E_r}{X_u} \cos \delta_g \quad (3.42)$$

și respectiv unghiul γ_0 (vezi fig.3.2) prin:

$$\gamma_0 = \arctg \frac{i_{\beta c}^{**}}{i_{\beta d}^{**}} = \beta - \delta_g - \pi/2 \quad (3.43)$$

unde care depinde prin β , de modul cum este alimentată înfășura de excitație reactivă E_r în raport cu tensiunea statorică.

Oricare din cele trei mărimi $i_{\beta a}^{**}$, $i_{\beta d}^{**}$ sau β s-ar impune sistemul de două ecuații format din relațiile (3.35) cu (3.42) sau (3.43) cu (3.42) rezultă celelalte două.

Deci, pentru calculul regimului staționar normal al măginiilor și mărimile K , Q și U , care caracterizează regimul permanent funcționare, dacă se impune unghiul δ_g se mai poate alege arbitrar una din mărimile $i_{\beta a}^{**}$, $i_{\beta d}^{**}$ sau β .

3.2.3.2. Algoritmul de calcul al mărimilor corespunzătoare regimului staționar normal.

Pentru calculul mărimilor corespunzătoare unui regim normal de funcționare caracterizat prin valorile P și Q ale puterii debitate și tensiunii U la borne în condițiile alegerii arbitrare a unghiului δ_g și respectiv a uneia din mărimile i_{Ba}^* , $i_{\zeta d}^*$ sau β se procedează astfel:

1. Cu relațiile (3.31) și (3.32) se determină valoarea efectivă a curentului staționar i^* , respectiv defazajul φ ;
2. Se impune valoarea unghiului δ_g ;
3. Cu relațiile (3.17) și (3.18) se determină componentele tensiunii la borne $u_{\zeta d}^*$ și $u_{\zeta q}^*$, respectiv ale curentului statoric $i_{\zeta d}^*$ și $i_{\zeta q}^*$;
4. Cu relațiile (3.25) și (3.26) se determină componentele fluxului statoric $\psi_{\zeta d}^*$ și $\psi_{\zeta q}^*$;
5. Cu relația (3.37') se determină unghiul θ_0 ;
6. Ținând cont de (3.38), se determină unghiul δ_e :

$$\delta_e = \theta_0 - \delta_g \quad (3.45)$$

7. Se determină componenta $i_{\zeta q}^*$ a curentului de excitație reactivă; fie din (3.36), sau ținând cont de (3.41) rezultând:

$$i_{\zeta q}^* = \frac{U_{CE}^*}{X_d^*} \cdot \sin \delta_e \quad (3.46)$$

8. Se impune una din mărimile i_{Ba}^* , $i_{\zeta d}^*$ sau β astfel că:
 - a) dacă se impune i_{Ba}^* ($i_{\zeta d}^*$):
 - din (3.35) sau (3.36) se determină componenta $i_{\zeta d}^*$ (i_{Ba}^*);
 - din (3.43) se determină β respectiv δ_0 .
 - b) dacă se impune β :
 - ținând cont de (3.43) se determină δ_0 și rezultă:

$$i_{\zeta d}^* = i_{\zeta q}^* \cdot \tan \delta_0 \quad (3.47)$$

- din (3.35) sau (3.36) se determină i_{Ba}^*

c) Se determină:

$$u_{\zeta d}^* = \frac{E_{Ba}^*}{\beta} \cdot i_{\zeta d}^* \quad (3.48)$$

$$i_{\zeta q}^* = \frac{E_{Ba}^*}{\beta} \cdot i_{\zeta q}^* \quad (3.49)$$

10) Se determină valoarea efectivă a curentului de excitație reactivă:

$$I_{Ba}^* = \sqrt{I_{Ba}^2 + I_{Bq}^2} \quad (3.50)$$

11) Ținând cont de relațiile (3.19), (3.20) respectiv (3.21) se scriu valorile absolute ale curenților de excitație, după aceea:

- valoarea curentului de excitație activă:

$$I_{Ba} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{k_{ad} \cdot k_q}{k_e} \cdot k_s \cdot \frac{I_n}{I_{Ba}} \cdot I_n \cdot I_{Ba}^* \quad (3.51)$$

- valoarea efectivă a curentului de excitație reactivă la bornele R C A (curentul la perie):

$$I_{Br} = \frac{I_n}{I_{Br}} \cdot 4 \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_s \cdot I_n \cdot I_{Br}^* \quad (3.52)$$

- valoarea curentului de excitație reactivă la magina MBRCC:

$$I_{Br} = \frac{I_n}{I_{Br}} \cdot 3 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot a \cdot k_q \cdot k_s \cdot I_n \cdot I_{Br}^* \quad (3.53)$$

12) Se stabilește valoarea absolută a tensiunilor de alimentare a înfășurărilor de excitație:

- tensiunea de alimentare a înfășurării de excitație activă:

$$U_{Ba}^* = I_{Ba}^* \cdot R_{Ba}^* \quad (3.54)$$

- tensiunea de alimentare a înfășurării de excitație reactivă la magina MBRCC, respectiv valoarea efectivă a tensiunii pe magina MBRCA:

$$U_{Br}^* = I_{Br}^* \cdot R_{Br}^* \quad (3.55)$$

3.2.4. Regimurile de funcționare ale mașinii M S B D V.

Întocmai ca la mașinile sincrone clasice și la mașina MSEDV, funcționarea se caracterizează în raport cu puterea activă, activ cuplul necesar la arbore. Din acest punct de vedere se disting regimurile ale MBDV: regimul de generator și regimul de mo-

tor. Regimul de generator are loc atunci când prin arborele mașinii intră energie din exterior, adică la arbore se aplică un cuplu ($C > 0$), iar cel de motor are loc atunci când la arborele

mașinii se obține lucru mecanic, adică la arbore se aplică un cuplu rezistent ($M < 0$). Un caz particular al regimului de motor este regimul de compensator în care la arborele mașinii se produce lucru mecanic necesar acoperirii pierderilor proprii și mașina debitează în rețea energie reactivă.

Dacă se are în vedere ecuația de mișcare a rotorului în regim staționar (3.4.f) și ținând cont că, cuplul electromagnetic M_e dat de relația (A 2.7.14) este contat ca pozitiv când acționează în sensul vitezei unghiulare (sensul de mișcare a rotorului), conținutul celor relatate mai sus rezultă că, regim de generator respectiv de motor are loc pentru acele mărimi din relația (3.6) pentru care $M > 0$ respectiv $M < 0$.

3.2.4.1. Expresia cuplului mașinii funcție de unghiul δ_e .

Pentru mașina cu dublă excitație la care $X_d = X_q = X_s$, respectiv $X_{dd} = X_{qq} = X_u$, din (3.6), ținând cont că în regim staționar $M = M_e$ (nu se ia în considerare sensul cuplului), rezultă expresia cuplului electromagnetic:

$$M_e^* = -\frac{1}{R^*{}^2 + X_s^*{}^2} \left\{ (u_{ed}^* \cdot R^* - u_{eq}^* \cdot X_s^*) \cdot (u_{ud}^* - u_{ed}^*) + (u_{ed}^* \cdot X_s^* + u_{eq}^* \cdot R^*) \cdot (u_{sq}^* - u_{eq}^*) \right\} \quad (3.56)$$

care, dacă se iau în considerare relațiile (3.5'), în urma efectuării calculelor și grupării într-un mod convenabil a termenilor, devine:

$$M_e^* = \frac{1}{R^*{}^2 + X_s^*{}^2} \left\{ X_u^* \cdot i_{Ba}^* \left[(R^* \cdot u_{sq}^* - X_s^* \cdot u_{sd}^*) + R^* \cdot X_u^* \cdot i_{Ba}^* \right] + X_u^* \cdot i_{sd}^* \left[(R^* \cdot u_{sq}^* - X_s^* \cdot u_{sd}^*) + R^* \cdot X_u^* \cdot i_{sd}^* \right] - X_u^* \cdot i_{sq}^* \left[(R^* \cdot u_{sd}^* + X_s^* \cdot u_{sq}^*) - R^* \cdot X_u^* \cdot i_{sq}^* \right] + 2 \cdot R^* (X_u^* \cdot i_{Ba}^*) \cdot (X_u^* \cdot i_{sd}^*) \right\} \quad (3.57)$$

Înlocuind în (3.57) componentele tensiunii la borne u_{sd}^*, u_{sq}^* cu valorile lor din (3.17), curentul de excitație activă i_{Ba}^* din (3.15), iar componentele curentului de excitație reactivă i_{sd}^*, i_{sq}^* cu valorile din relațiile (3.1) - se-a avut în vedere că pentru mașina B B a C B partin aceste componente se obțin tot relații de forma (3.21), dacă în (3.20) se introduc expresiile lui ϑ și $\tilde{\vartheta}$ date de relațiile (3.12) respectiv (3.12') - și punând:

$$R^* = Z^* \sin \alpha' ; \quad X_{eB}^* = Z^* \cos \alpha' \quad (3.58)$$

Z^* este impedanța maginii, rezultă:

$$\begin{aligned} M_g^* = \frac{1}{Z^{*2}} \left\{ X_{eBa}^* \cdot I_{Ba}^* \left[Z^* \cdot U^* \sin(\delta_g - \alpha') + R^* \cdot X_{eBa}^* \cdot I_{Ba}^* \right] - \right. \\ \left. - X_{eBr}^* \cdot I_{Br}^* \sin(\delta_g - \beta) \left[Z^* \cdot U^* \sin(\delta_g - \alpha') - R^* \cdot X_{eBr}^* \cdot I_{Br}^* \sin(\delta_g - \beta) \right] - \right. \\ \left. - X_{eB}^* \cdot I_{Br}^* \cos(\delta_g - \beta) \left[Z^* \cdot U^* \cos(\delta_g - \alpha') - R^* \cdot X_{eB}^* \cdot I_{Br}^* \cos(\delta_g - \beta) \right] - \right. \\ \left. - 2R^* (X_{eBa}^* \cdot I_{Ba}^*) \cdot (X_{eBr}^* \cdot I_{Br}^* \sin(\delta_g - \beta)) \right\} \quad (3.59) \end{aligned}$$

unde avînd în vedere că:

$$U_{eBa}^* = X_{eBa}^* \cdot I_{Ba}^* ; \quad U_{eBr}^* = X_{eBr}^* \cdot I_{Br}^* \quad (3.60)$$

rezultă:

$$\begin{aligned} M_g^* = \frac{1}{Z^{*2}} \left\{ U_{eBa}^* \left[Z^* \cdot U^* \sin(\delta_g - \alpha') + R^* \cdot U_{eBa}^* \right] - \right. \\ \left. - U_{eBr}^* \sin(\delta_g - \beta) \cdot \left[Z^* \cdot U^* \sin(\delta_g - \alpha') - R^* \cdot U_{eBr}^* \sin(\delta_g - \beta) \right] - \right. \\ \left. - U_{eB}^* \cos(\delta_g - \beta) \cdot \left[Z^* \cdot U^* \cos(\delta_g - \alpha') - R^* \cdot U_{eB}^* \cos(\delta_g - \beta) \right] - \right. \\ \left. - 2R^* \cdot U_{eBa}^* \cdot U_{eBr}^* \sin(\delta_g - \beta) \right\} \quad (3.61) \end{aligned}$$

U_{eBr}^* fiind t.e.m. polare corespunzătoare cîmpului inductor al înfășurărilor de excitație activă respectiv reactivă.

După efectuarea calculului, relația (3.61) poate fi adusă la următoarea formă:

$$\begin{aligned} M_g^* = \frac{U_{eBa}^* \cdot U_{eBa}^* \sin(\delta_g - \alpha') - 2 \frac{U_{eBa}^* \cdot U_{eBr}^*}{Z^*} \sin \alpha' \sin(\delta_g - \beta) - \\ - \frac{U_{eB}^* \cdot U_{eB}^* \cos(\delta_g - \beta)}{Z^*} + \frac{U_{eBa}^{*2} + U_{eBr}^{*2}}{Z^*} \sin \alpha' \quad (3.62) \end{aligned}$$

Dacă în (3.62) se consideră $U_{eBr}^* = 0$ și se ține cont că în acest caz $\delta_g = \theta_0$, $U_{eB}^* = U_{eBa}^*$ (vezi fig. 3.5) se obține:

$$M_g^* = \frac{U_{eBa}^* \cdot U_{eBa}^*}{Z^*} \cdot \sin(\theta_0 - \alpha') + \frac{U_{eBa}^{*2}}{Z^*} \cdot \sin \alpha' \quad (3.63)$$

care reprezintă expresia cuplului mașinii sincrone clasice cu poli plini în situația neglijării pierderilor în fier [55 p 313]. Acest lucru este normal întrucât a considera $U_{eBr}^* = 0$ înseamnă că înmagazinarea de excitație reactivă B_r nu este alimentată, ceea ce în regim normal se obține: fie deschizând bornele acestei înfășurări, mașina BSBV transformându-se într-o mașină sincronă clasică cu înfășurări de amortizare, fie deschizând bornele acesteia, de data aceasta devenind o mașină sincronă fără înfășurări de amortizare. Prin aceasta se confirmă într-un fel valabilitatea expresiei (3.62).

3.2.4.2. Determinarea domeniului valorilor lui δ_g corespunzătoare regimului de generator respectiv regimului de motor.

După cum s-a arătat în paragraful 3.2.3.1 unghiul δ_g poate lua orice valoare în intervalul $[0; 2\pi]$. Problema care se pune este: care sînt valorile acestui unghi pentru care mașina funcționează în regim de generator și care în regim de motor?

Pentru a răspunde la această întrebare, fără să se afecteze generalitatea concluziilor, dar cu scopul de a ușura rezolvarea problemei, să considerăm cazul în care se neglijează și pierderile în înfășurarea inductorului ($R^* = 0, \alpha' = 0, Z^* = X_B^*$). În acest caz relația (3.62) devine:

$$M_g^* = \frac{U^* \cdot U_{eBa}^*}{X_B^*} \sin \delta_g - \frac{U^* \cdot U_{eBr}^*}{X_B^*} \cos \beta \quad (3.64)$$

de unde, dacă se ține cont că s-a considerat $M_g = M$, rezultă:

$$\sin \delta_g = \frac{M^* \cdot X_B^* + U^* \cdot U_{eBr}^* \cdot \cos \beta}{U^* \cdot U_{eBa}^*} \quad (3.65)$$

Totodată relația (3.63) devine:

$$M_g^* = \frac{U^* \cdot U_{eB}^*}{X_B^*} \cdot \sin \delta_g \quad (3.66)$$

de unde:

$$\sin \delta_g = \frac{M^* \cdot X_B^*}{U^* \cdot U_{eB}^*} \quad (3.67)$$

Să considerăm că:

$$\left| \frac{M^* \cdot X_B^* + U^* \cdot U_{eBr}^* \cdot \cos \beta}{U^* \cdot U_{eBa}^*} \right| \leq 1 \text{ și } \left| \frac{M^* \cdot X_B^*}{U^* \cdot U_{eB}^*} \right| \leq 1 \quad (3.68)$$

... în care ecuațiile (3.65) și (3.67) au soluții, este un punct de vedere tehnologic reprezintă cazurile în care sunt posibile regiunile de funcționare staționară ale mașinilor MSEDV și respectiv, mașinii clasice.

Analizând relația (3.65) se observă că numărătorul acesteia este cel al relației (3.67) și în termenul $U^{**} \cdot U_{eBr}^{**} \cdot \cos \beta$, poate fi pozitiv sau negativ, funcție de valoarea unghiului β . Pentru condiții pentru mașina MSEDV, spre deosebire de mașina clasică în care domeniul valorilor funcției $\sin \delta_{\Sigma}$ este (vezi relația 3.67) $(0,1]$ pentru regiunea de generator ($M^{*} > 0$) și $[-1,0]$ în regiunea de motor ($M^{*} < 0$), domeniul valorilor funcției δ_{Σ} este $[-1,1]$, în ambele regiuni. Deci, spre deosebire de mașina clasică la care, din cauza relației și de fapt rezultă din ea însăși că, $\delta_{\Sigma} \in (0, \pi]$ pentru regiunea de generator și $[-\pi, 0]$ pentru regiunea de motor, la mașina MSEDV, pentru ambele regiuni, unghiul δ_{Σ} poate lua orice valoare în domeniul $[-\pi, \pi]$. Totuși, dacă se ia în considerare termenul a doua din numărător, se poate preciza că: pentru regiunea de generator, $\beta \in [-\pi/2, 0, \pi/2]$, indiferent de valoarea t.e.m. U_{eBr}^{**} , domeniul valorilor lui δ_{Σ} este cel al mașinii clasice și numai când $\beta \in (\pi/2, \pi, -\pi/2)$ se poate extinde și în zona $[0, -\pi]$, iar pentru regiunea de motor, domeniul lui δ_{Σ} este cel al mașinii clasice când $\beta \in [\pi/2, \pi, -\pi/2]$ și se poate extinde și în zona $[-\pi, 0]$ numai dacă $\beta \in (-\pi/2, 0, \pi/2)$.

3.2.3. Caracteristicile de funcționare ale mașinii MSEDV în regim de generator.

Funcționând în paralel cu sistemul (rețea) puternic, variația puterii active sau reactive în mașina considerată nu influențează tensiunea sau frecvența în sistem. Trecerea de la funcționarea din regim de generator în regim de motor, care este însoțită de schimbarea sensului puterii active precum și sensul de variație a puterii reactive față de bornele mașinii, depinde de valoarea de intrare I_{Ba} , I_{Br} , β și de stabilitate prin intermediul caracteristicilor la bornele înfășurărilor de excitație și respectiv la bornele de putere.

În paragraful 3.2.3.2 este dat algoritmul de calcul al diferitelor mărimi, printre care și mărimile de intrare, corespunzătoare unui punct de funcționare caracterizat prin puterea activă P , puterea reactivă Q debitată de mașină și tensiunea U la borne. Este interesantă modul de variație a mărimilor $P, Q, I, \varphi, \theta_0$ și

Să funcție de mărimile de intrare I_{Ba} , I_{Br} , β și M , ceea ce de fapt reprezintă caracteristicile mașinii. Calitativ aceste caracteristici, pot fi analizate pe diagrama fazorială din fig.3.3 care pentru simplificare se referă la situația în care rezistența statorului este neglijabilă ($R=0$).

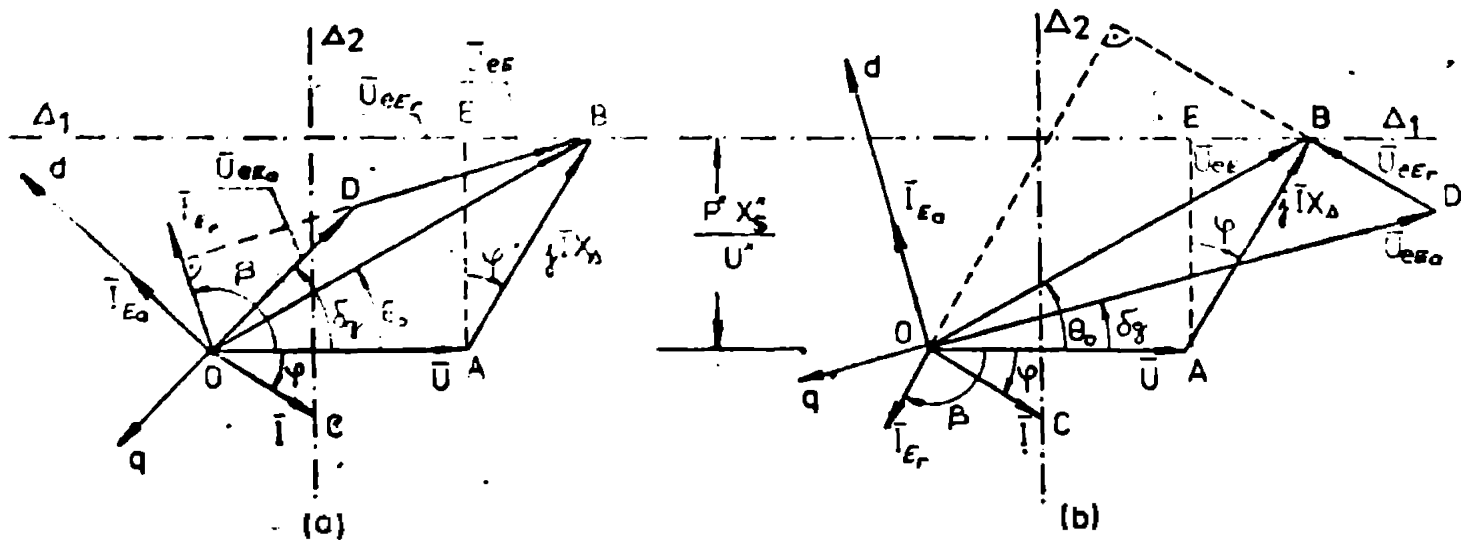


Fig. 3.3. Diagrama fazorială a mașinii în ipoteza $R=0$
 a - pentru $\beta \in [0, \pi/2]$; b - pentru $\beta \in [0, -\pi]$.

De că se are în vedere că în ipoteza neglijării rezistenței R și a pierderilor în fierul statoric, puterea electromagnetică este egală cu puterea activă debitată de mașină și ținând cont de relația 3.64 se poate scrie:

$$P^* = U^* \cdot I^* \cdot \cos \varphi = \frac{U^* \cdot U_{cBa}^*}{X_s^*} \sin \delta_g - \frac{U^* \cdot U_{cBr}^*}{X_s^*} \cos \beta \quad (3.69)$$

respectiv:

$$I^* = \frac{U^* \cdot U_{cBa}^*}{X_s^*} \sin \delta_g + \frac{U^* \cdot U_{cBr}^*}{X_s^*} \sin (\beta - \pi/2) \quad (3.70)$$

care dacă se are în vedere fig.3.3 se poate scrie sub forma:

$$I^* = \frac{U^* \cdot U_{cB}^*}{X_s^*} \sin \theta_0 \quad \text{sau} \quad \frac{I^* \cdot X_s^*}{U^*} = U_{cB}^* \cdot \sin \theta_0 \quad (3.71)$$

unde pe θ_0 , prin analogie cu mașina clasică, îl denumim unghi de sarcină și care în regim de generator ($P > 0$) se află în domeniul $(0, \pi)$ iar în regim de motor ($P < 0$) în domeniul $[0, -\pi]$.

Întocmai ca la mașina sincronă clasică, vom analiza două cazuri:

- a) mașina funcționează cu $L=ct$ iar I_{Ba} , I_{Br} și β variabile;
- b) mașina are I_{Ba} , I_{Br} și β constante iar L variabil.

...3.4. Funcționarea mașinii în regim de I_{Ba}, I_{Br} și β variabile.

Se presupune că tensiunea la bornele se considerată constantă U^{*}ct, adică, luând cont că, în acest caz, neglijăm pierderilor în bobinele și în fierul mașinii electrice, I^{*} = I^{*}, din 3.71 rezultă expresia U^{*}_{eBa} · sin φ_g = ct, iar din 3.69 că I^{*} cos φ = ct. Virialul D al fazorului U^{*}_{eBa} se deplasează pe dreapta Δ₁, iar virialul D al fazorului I se deplasează pe dreapta Δ₂. (vezi fig. 3.10) care reprezintă dreptele de putere activă egală.

Când B se confundă cu B se obține o funcționare a mașinii în regim de putere unitară, deci φ = 0, iar L va avea valoarea maximă posibilă (regim optim). Avem în vedere că:

$$Q^* = U^* \cdot I^* \sin \varphi \tag{3.72}$$

Adică dacă punctul B se află la dreapta lui B funcționarea este inductivă (φ > 0), iar când se află la stânga lui B funcționarea este capacitară, unghiul φ schimbând de semn. Este evident că odată cu deplasarea punctului B spre dreapta față de punctul B, curenții I și unghiul φ cresc, ceea ce înseamnă creșterea puterii reactive Q, caracterul fiind inductiv deoarece φ_g scade, pe lângă deplasarea spre stânga față de punctul B implică creșterea lui I, φ și Q, caracterul puterii va fi capacitar, iar φ_g va crește.

Deplasarea punctului B pe dreapta Δ₁ respectiv a punctului B pe dreapta Δ₂, are loc la modificarea lui U_{eBa} (I_{Ba}) sau U_{eBr} și β. Să analizăm ce se întâmplă la modificarea uncia din punct de vedere mai sus, calculată ca păstrându-și valoarea. Aceasta se efectuează pe construcții fazoriale unde drept regim de putere unitară se consideră regimul optim, iar |S_g| < 1/2.

Modificarea curenților I_{Ba} (vezi fig. 3.4). Intrucât I_{Br} și β sunt constante, curenții și decalajul φ în relația (3.69) sunt constante și deci I^{*} = ct implică condiția U^{*}_{eBa} · sin S_g = ct. Dacă se modifică la I_{Ba}, virialul D al fazorului U^{*}_{eBa} se deplasează pe dreapta Δ₁, paralelă cu Δ₁, odată cu el și în același sens, deplasându-se și punctul L, pe dreapta Δ₁, fazorul U^{*}_{eBa} și modulul și deplasându-se paralel cu el însuși. Dacă deci U_{eBa} crește, punctul L și B se deplasează spre dreapta și B₁ și B₂ și deci unghiul intern S_g scade, iar dacă U_{eBa} scade, curenții și decalajul φ și D se deplasează spre stânga (către B₂ și B₁), crescând în creșterea unghiului S_g.

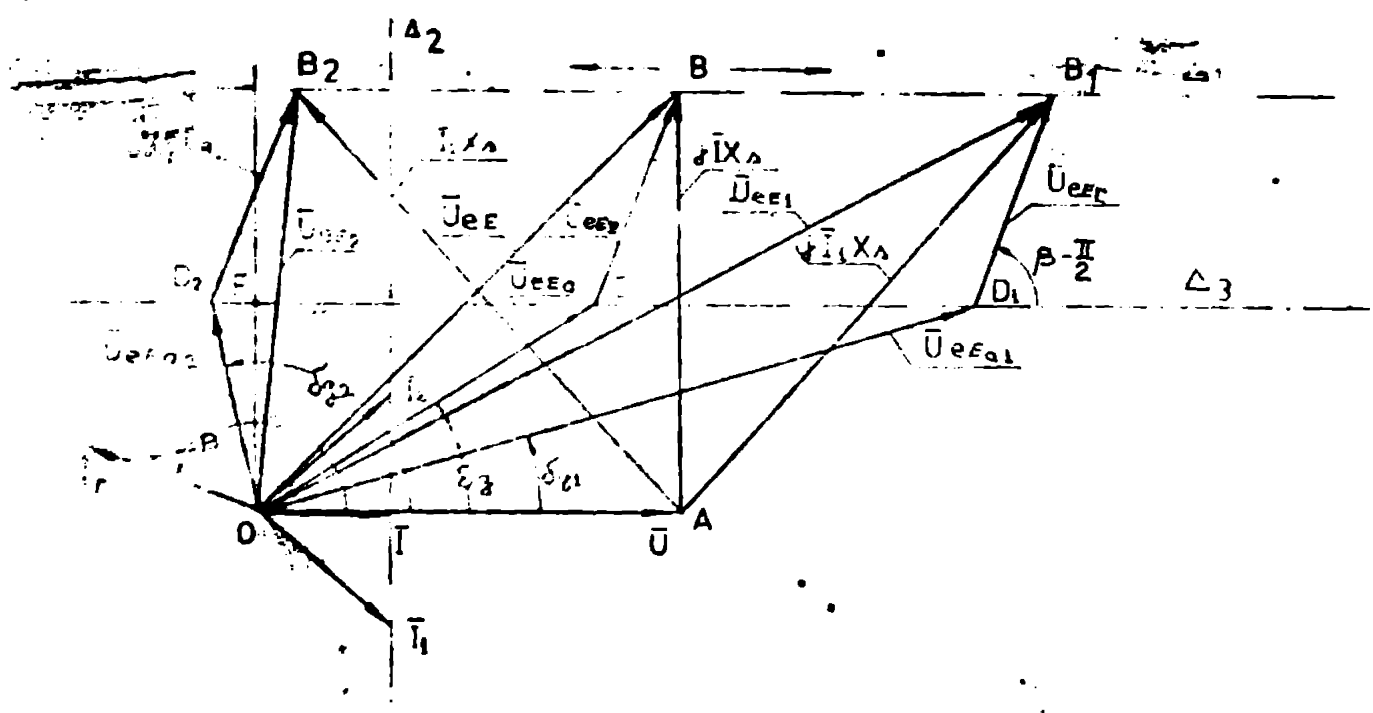


Fig. 3.4. Construcția înzvelii referitoare la modificarea curentului I_{Ba} .

În fig. 3.4 se observă că dacă U_{EE2} scade sub valoarea U_{EE1} , adică $\beta = \pi/2$, punctul D nu se mai află pe dreapta Δ_1 . Aceasta înseamnă că la un anumit cuplu de putere există o valoare minimă a curenților de excitație I_{Ba} , sub care margina se desprinde, începând să circule în sens invers.

Modificarea curenților I_{Ba} (vezi fig. 3.5). Intrucât curenții

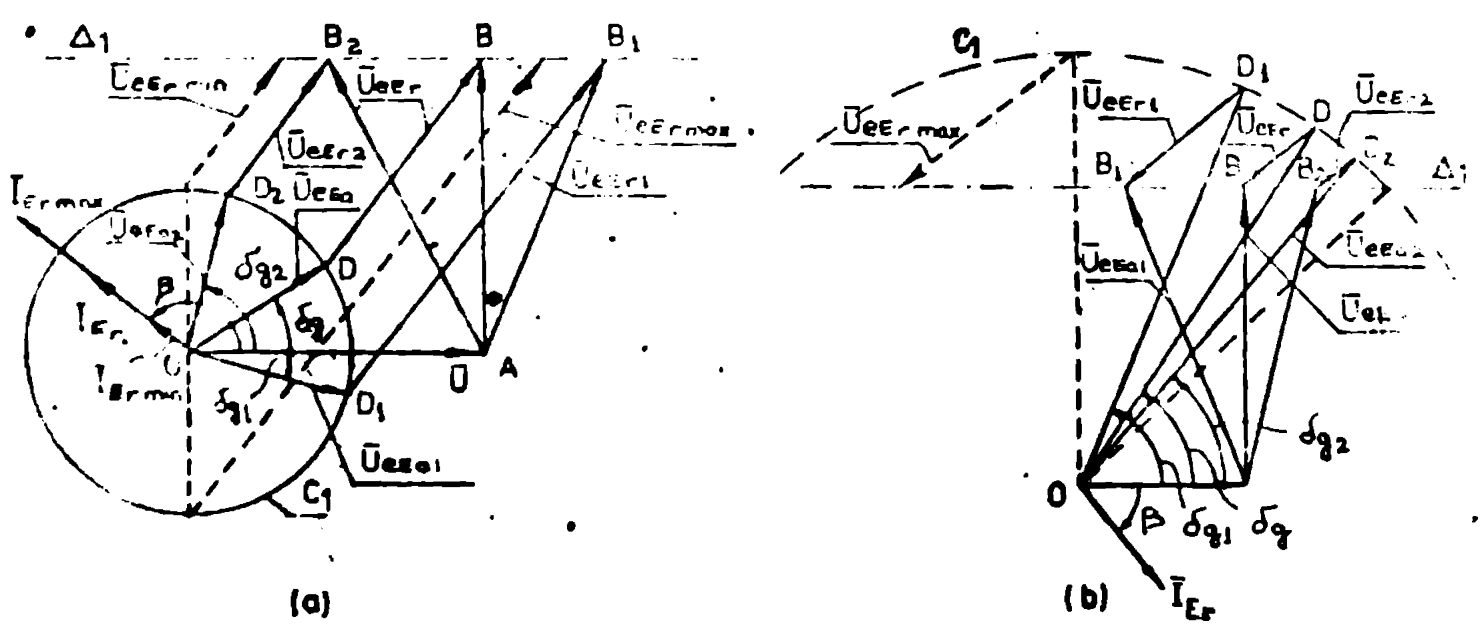


Fig. 3.5. Construcția înzvelii referitoare la modificarea curenților I_{Br} .

- a - Cercul C_2 nu intersectează dreapta Δ_1 , iar $\beta \in (\pi/2, \pi)$;
- b - Cercul C_1 intersectează dreapta Δ_1 , iar $\beta \in (0, -\pi/2)$.

constantă vitezi U_{eBa} și a curenților I_{eBa} se poate deplasa nu-
 cunoscutul C_1 , cu centrul în O și cu raza U_{eBa} , pe cînd $\beta = ct$
 și direcția direcției înscrubului \vec{U}_{eBr} , care își schimbă modu-
 lită cu modificarea lui I_{eBr} . Senzul de deplasare a punctelor
 D este datat de sensul de modificare (creșterea sau descreș-
 terea curenților I_{eBr} , dar depinde și de valoarea unghiului β și
 dacă cercul C_1 intersecționează sau nu dreapta Δ_1 , ceea ce
 depinde de valoarea curenților I_{eBa} . De exemplu în fig. 3.5.a la
 creșterea curenților I_{eBr} , punctul D se deplasează spre dreapta, res-
 pectiv în sensul aceluia curenților I_{eBa} , ceea ce sîns păstrîndu-se
 cînt $\delta_g > \beta - \pi$, ce pe cînd cînd δ_g devino $< \beta - \pi$ sî se
 deplasează spre stînga, pe cînd în fig. 3.5.b la creșterea curenților I_{eBr} , depla-
 șarea punctelor se face invers.

De aceeași viteză de modificare a curenților I_{eBr} (U_{eBr}),
 și de rapidă deplasare a punctului D, deci cea mai rapidă modifi-
 care a unghiului δ_g , are loc cînd $\beta = 0$ sau π și cî scade pe măsură
 se apropie de $\pm \pi/2$ radiani, avînd ce la $\beta = \pm \pi/2$ (cînd
 punctul D se află pe dreapta Δ_1), unghiul δ_g să nu sufere
 de modificare oricît s-ar modifica I_{eBr} .

Consecința a două procedent, în acest caz există atît
 cînt cînt cînt și o valoare minimă a curenților I_{eBr} , sub care,
 în unele cazuri, nu mai are loc deplasarea. Dacă cercul C_1 nu inter-
 secționează dreapta Δ_1 (vezi fig. 3.5.a) valoarea minimă corespunde sit
 cînd punctul D se află cel mai aproape de dreapta Δ_1 , deci
 $\delta_g = \pi/2$, iar valoarea maximă cînd este cel mai departe,
 cî la $\delta_g = -\pi/2$. Dacă cercul C_1 intersecționează dreapta Δ_1 , va-
 loarea minimă a curenților I_{eBr} este zero (deci nu are loc desprinde-
 re a unei valori minime), iar valoarea maximă este funcție
 de unghiul β și anume: dacă β este în cadranul I sau IV (vezi fig.
 3.5) se obține la $\delta_g = \pi/2$, pe cînd dacă β este în cadranul II
 sau III se obține la $\delta_g = -\pi/2$. Cînd $\beta = \pm \pi/2$ valoarea minimă a
 I_{eBr} este tot zero, iar limita maximă, teoretic, nu există. Deci,
 pe $\beta = \pm \pi/2$, indiferent de valoare în curenții I_{eBr} , magina nu se
 deplasează.

Modificarea unghiului β (vezi fig. 3.6). De asemenea punctul
 se deplasează pe cercul C_1 , pe cînd $I_{eBr} = ct$ impune păstrerea modu-
 lității lui \vec{U}_{eBr} , care, de data aceasta, își schimbă direcția
 și se modifică lui β . Senzul de deplasare a punctului B pe
 dreapta Δ_1 , respectiv a lui D pe cercul C_1 , depinde de sensul de
 modificare a lui β dar și de valoarea inițială a mărimilor de in-

trare (vezi fig.3.6 unde s-a considerat că β crește).

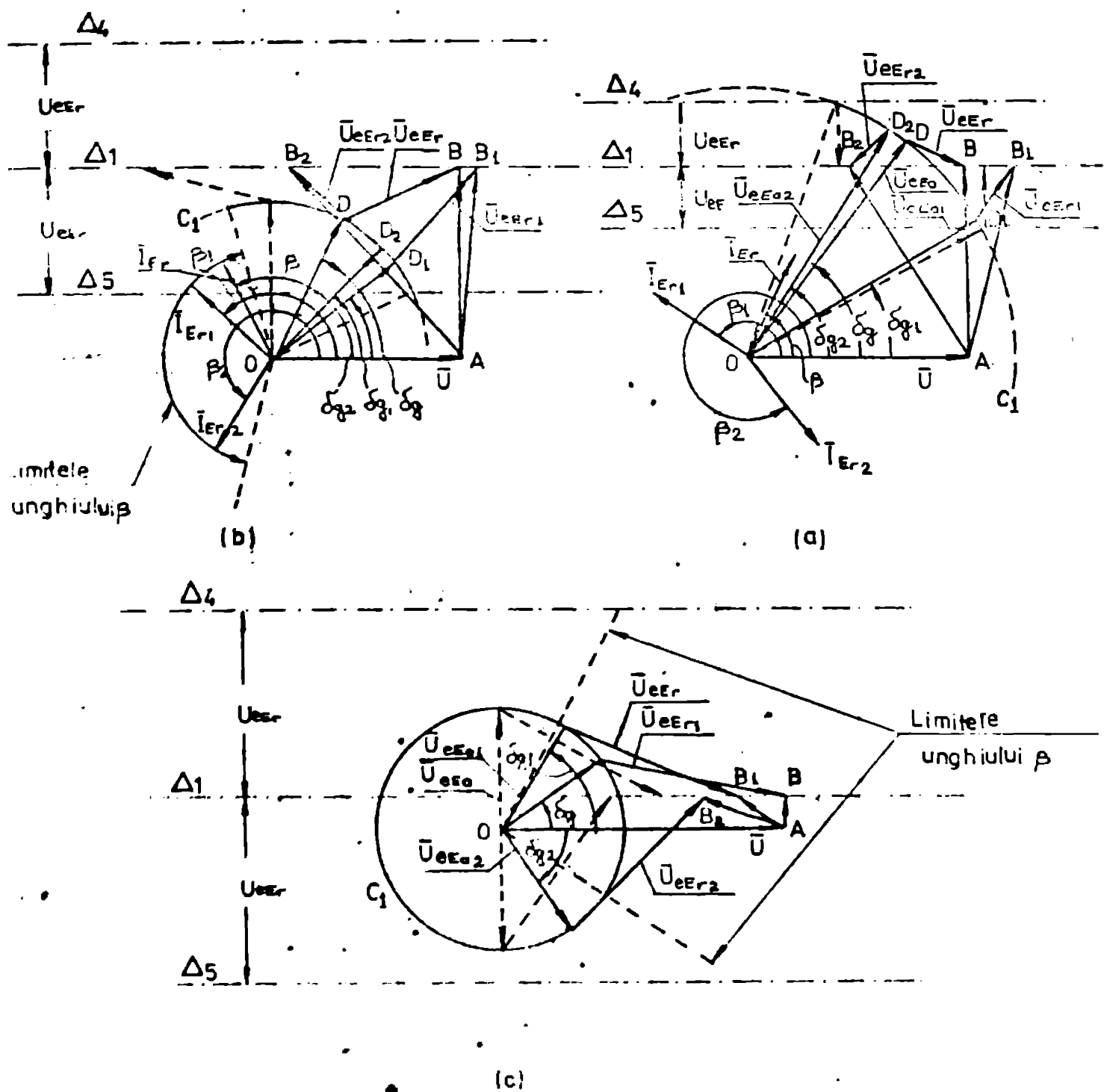


Fig.3.6. Construcții auxiliare referitoare la modificarea unghiului β .

Referitor la construcția auxiliară se pot face următoarele

- Când cercul C_1 intersectează dreapta Δ_4 (vezi fig.3.6.a), situație posibilă când $U_{eBa}^* > U_{eBr}^* + \frac{\Delta^* \cdot X_E^*}{U^*}$, unghiul β poate lua orice valoare în domeniul $[0, 2\pi]$ fără pericolul desprinderii arăinii.

- Dacă cercul C_1 nu intersectează dreapta Δ_4 , dar intersectează dreapta Δ_5 (vezi fig.3.6.b), situație posibilă când $U_{eBa}^* < U_{eBr}^* + \frac{\Delta^* \cdot X_E^*}{U^*}$ dar $U_{eBa}^* > |U_{eBr}^* - \frac{\Delta^* \cdot X_E^*}{U^*}|$, unghiul β nu are

pute lua orice valoare în domeniul $[0, 2\pi]$ fiindcă la un moment dat magina se desprinde. Desprinderea are loc la $\delta_g = \pi/2$, iar domeniul lui β pentru care magina nu poate funcționa, este:

$$\beta < \arcsin \left(\frac{P^* \cdot X_S^*}{U^*} = U_{eBa}^* \right) + \pi/2 \quad (3.72)$$

- În cazul că C_1 nu intersectează nici arșapta Δ_5 (vezi fig.3.6.c), ceea ce se întâmplă dacă $U_{eBa}^* < |U_{eBr}^* - M^* \cdot X_S^* / U^*|$, domeniul velocităților lui β se restringe și mai mult. Desprinderea are loc atât la $\delta_g = \pi/2$ cât și la $\delta_g = -\pi/2$, iar domeniul interzis pentru β , pe lângă cel impus de relația (3.72) mai este și cel impus de relația:

$$\beta > \arcsin \left(\frac{P^* \cdot X_S^*}{U^*} + U_{eBa}^* \right) + \pi/2 \quad (3.73)$$

3.2.4.3.b. Funcționarea maginii la I_{Ba} , I_{Br} și β constante iar M variabil (vezi fig.3.7).

Deoarece mărimile de intrare I_{Ba} (U_{eBa}^*), I_{Br} (U_{eBr}^*) și β sînt constante, respectiv ținînd cont că și $U^* = ct$, relația (3.70) poate fi scrisă sub forma:

$$P^* = K' \cdot \sin \delta_g + K'' \quad (3.74)$$

unde K' și K'' sînt constante date de relațiile:

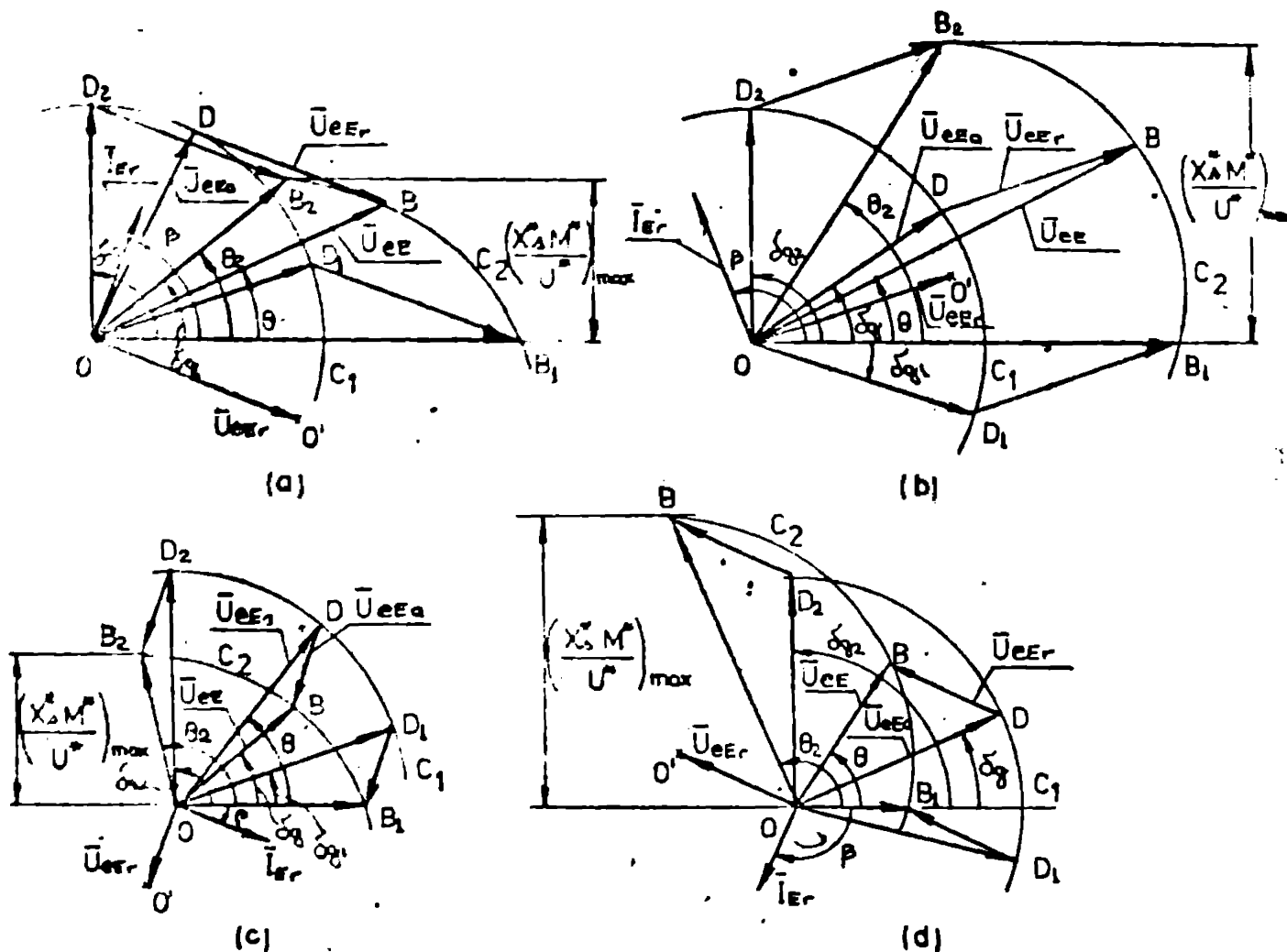
$$K' = \frac{U^* \cdot U_{eBa}^*}{X_S^*} ; K'' = \frac{U^* \cdot U_{eBr}^*}{X_S^*} \sin(\beta - \pi/2) \quad (3.75)$$

Din 3.74 rezultă că, P deci M poate varia numai dacă se schimbă unghiul intern δ_g , ceea ce se observă și pe diagrama fazorilor din fig.3.7 de unde se mai constată că:

- punctul B (vîrfurile fazorilor \vec{U}_{eBa}) se deplasează pe un cerc C_2 , de rază U_{eBa}^* și cu centrul în O' , iar punctul D (vîrfurile fazorilor \vec{U}_{eBa}) se deplasează pe cercul C_1 , de aceeași rază, dar cu centrul în O . Fazorul \vec{U}_{eBr} se deplasează paralel cu el însuși;

- unghiul δ_g crește cu creșterea lui M , pînă atinge valoarea $\pi/2$, valoare, care dacă este depășită, magina iese din sincronism;

- unghiul de sarcină θ_g crește odată cu δ_g putînd ajunge ca la $\delta_g = \pi/2$, funcție de valoarea unghiului β , să fie mai mic decît $\pi/2$ (vezi fig.3.7.a și b) sau mai mare decît $\pi/2$ (vezi fig.3.7.c și d).



3.7. Construcții izoritale corespunzătoare modificării cuplului M.

- a) $\beta \in (0, \pi/2)$; b) $\beta \in (\pi/2, \pi)$; c) $\beta \in (-\pi/2, -\pi)$;
- d) $\beta \in (0, -\pi/2)$.

cu modificarea unghiului δ_g se modifică și valoarea c.c.m. rezultantă \bar{U}_{eE} , deci și Q.

Să revenim la expresia (3.70) și să prezentăm, în fig.3.8, caracteristica unghiulară a puterii (cuplului) electromagnetice $P = i(\delta_g)$. Precum se vede, imediat la una și aceeași putere activă a generatorului, corespunzătoare unor valori bine precizate ale unghiurilor β_{g1} , β_{g2} și β , sînt posibile două puncte de lucru, pentru (în toate construcțiile izoritale, din figurile (3.5... 3.7)), c-a reprezentat situația corespunzătoare unui singur punct, punctul A' sau A'' corespunzător unui unghi $\beta_{g1} \in (0, \pi/2)$ sau $\beta_{g1} \in (\pi/2, \pi)$ (vezi fig.3.8.a) și punctul B' sau B'' pentru $\beta_{g2} \in (0, -\pi/2)$ sau $\beta_{g2} \in (-\pi/2, -\pi)$ (vezi fig.3.8.b).

Caracteristicile F , ψ , γ , S_{ϕ} și θ_0 în funcție de variabilele de lucru β_{g1} , β_{g2} , β și M se pot determina analitic parcurgîndu-se curbele din fig.:

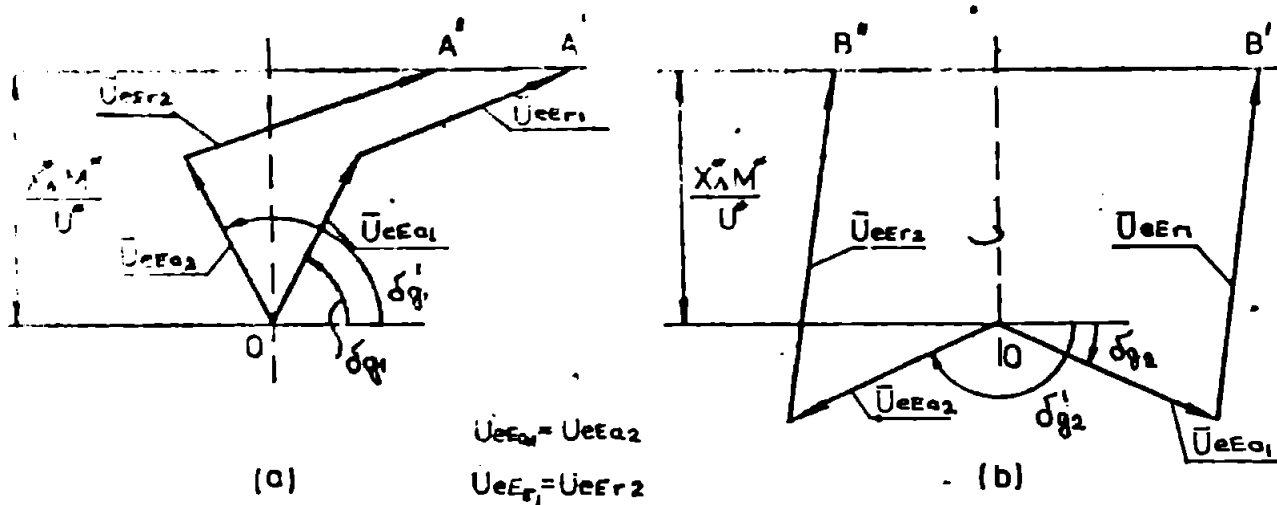


Fig. 3. Caracteristicile angulare.

a) $\delta_{g1} \in (0, \pi)$; b) $\delta_{g2} \in (0, -\pi)$.

- din rel.(3.62) pentru valoarea precisată de minimizării funcției, se determină δ_{g1} ;

- cu rel.(3.17) se determină u_{ed}^* și u_{eq}^* ;

- cu rel.(3.19) și (3.21) se determină i_{Ba}^* respectiv i_{gd}^* și i_{eq}^* ;

- cu rel.(3.5') se determină u_{ed}^{**} și u_{eq}^{**} , iar cu rel.(3.5) se determină i_{ed}^{**} și i_{eq}^{**} ;

- cu rel.(3.18) se determină I^* și φ ;

- se calculează P^* și Q^* cu relațiile:

$$P^* = U^* \cdot I^* \cos \varphi \text{ și } Q^* = U^* \cdot I^* \sin \varphi \quad (3.76)$$

- cu rel.(3.37') se determină θ_0 .

Dacă se modifică una din mărimile de intrare celelalte rămân necunoscute, atunci cea de mai sus, se determină caracteristicile $P, Q, I, \varphi, \delta_g$ și θ_0 funcție de mărimea de intrare respectivă având ca parametru celelalte trei mărimi de intrare care rămân necunoscute.

Acum să notăm că de cele mai multe ori caracteristicile menționate în urma întocmirii programului de calcul "Caracteristicile angulare" prezentat în Anexa A.3.1. Acest program, generarea condițiilor inițiale pentru calculul caracteristicilor $P, Q, I, \varphi, \delta_g$ și θ_0 funcție de I_{B1} sau β , pentru cele valori ale lui β și I_{B1} pentru care, la $I_{B1} = 0, \delta_g = \theta_0$, adică pornind din situația în care rețeaua funcționează ca o rețea clasică. Acest

caz este o importanță deosebită prin faptul că, dacă $\beta = \pm \pi/2$, caracteristicile curentului de I_{gr} (punctul D de afilă pe arce) Δ_1 în fig. (3.3...3.7) la $I_{gr} = 0$ fiind în B), iar modificarea lui I_{gr} conduce la modificarea puterii reactive Q, și la creșterea înfiltrației asupra lui δ_g care, în acest caz, întotdeauna este $< \pi/2$. Deci nu apare pericolul desprinderii din sincronism a mașinii.

3.3. Stabilitatea funcționării mașinii M S B D V.

Conform așezării prezentat în paragraful 3.2.3.2, unii puncte de funcționare, caracterizate prin puterile activă P și reactivă Q debitate și tensiunea U la borne dată, îi corespund diferite stări. Dacă conform celor prezentate în paragraful 3.2.4 la aceleași stări de intrare corespund două puncte de funcționare. Care sînt valorile mărimilor, respectiv regiunile de funcționare ale mașinii, pentru care are loc o funcționare stabilă, ne propunem să stabilim în cadrul acestui paragraf, extinzînd criteriul $dF/d\theta_g$ și la mașina M S B D V.

3.3.1. Extinderea criteriului $dF/d\theta_g$ la mașina MSBDV.

În regim normal de funcționare pentru mașina sincronă - deci și mașina în studiu - conectată la rețea sînt îndeplinite două condiții [1] p. 237, [2] p. 241:

- a) Cuplul electromagnetic M_e și cuplul mecanic M sînt egale și de semn contrar;
- b) Între viteza unghiulară de rotație a rotorului și frecvența rețelei la care este conectat există o corespondență riguroasă.

Condiția b) se traduce prin păstrarea formei fixe a diagramei fazoriale (fig.3.1) corespunzătoare unui regim de funcționare normal caracterizat prin puterile activă P și reactivă Q debitate și tensiunea U la borne. Deci și $\delta_g = ct$.

Dacă se produce o modificare a stării electrice a mașinii, deci o modificare a curentului statoric, se modifică și cuplul electromagnetic M_e . Ca urmare cele două cupluri nu mai sînt egale și rotorul va fi accelerat (sau frinat) modificîndu-se și poziția față de cea sincronă. Luînd în considerare poziția relativă a axei q (poziția rotorului) față de fazorul tensiunii la borne U care rămîne fix, este ca și-a considerat că axa de referință se rotește în sens invers cu viteza unghiulară constantă

(vezi fig. 3.1), rezultă că atunci când rotorul este accelerat (turație sincronă) unghiul δ_g crește, iar când rotorul este decelerat (turație subsincronă) unghiul δ_g scade.

Întrucât obiectul studiilor de stabilitate îl constituie mișcarea mecanică a rotorului mașinii, iar după cum s-a arătat mai sus, acesta depinde de dezechilibrul cuplurilor (M_e și M), rezultă că problema stabilității poate fi tratată pe caracteristica cuplului electromagnetic $M_e = f(\delta_g)$.

Pentru stabilirea criteriului de stabilitate vom recurge la definiția de stabilitate enunțată în /30 p 24/ conform căreia, o mașină este o funcționare stabilă, dacă provocând o perturbare care are drept consecință sau o micșorare a turației față de cea corespunzătoare egalității cuplurilor, cuplul electromagnetic care apare acționează astfel încât rotorul să revină în punctul inițial de funcționare. Deci, dacă la funcționarea staționară $M = M_e$, la o micșorare a turației - δ_g crește - cuplul electromagnetic $\Delta M = M - M_e < 0$, să frâneze mașina, și la o micșorare - δ_g scade - să o accelereze ($\Delta M > 0$).

Întrucât în problemele de stabilitate statică se poate considera că cuplul mecanic M este constant /37 p 239/, în ceea ce privește poziția caracteristicilor $M_e = f(\delta_g)$ în raport cu $M = f(\delta_g)$, care o dreptă paralelă cu axa absciselor, în regim normal de funcționare se pot întâlni situațiile prezentate în fig. 3.9:

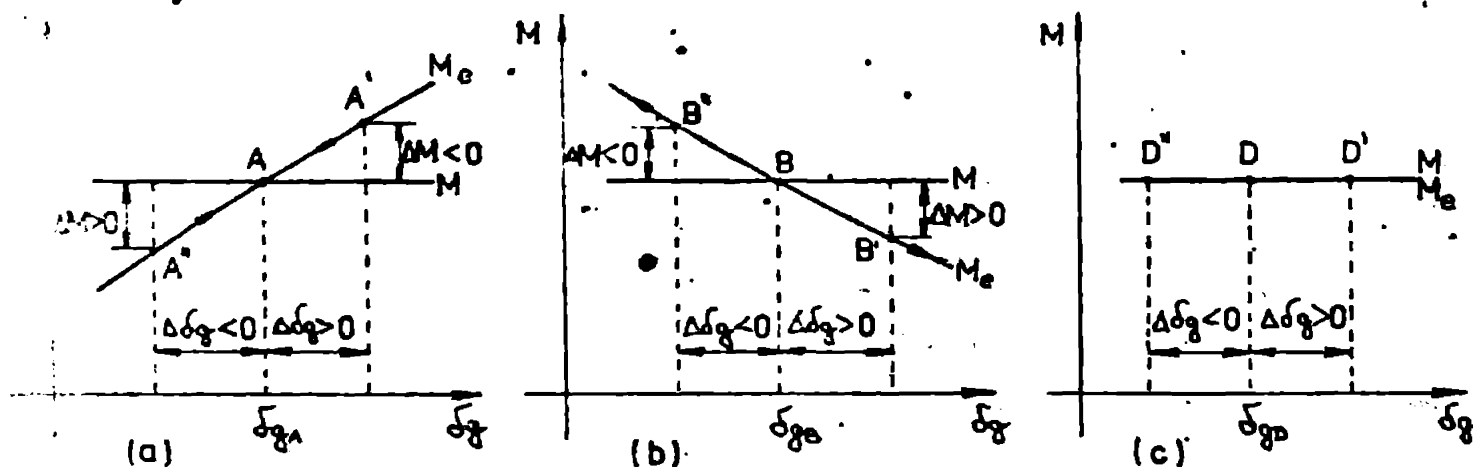


Fig. 3.9. Situații posibile de întretinere a caracteristicilor $M_e = f(\delta_g)$ sau $M = f(\delta_g)$.

Ambele prezentate mai sus rezultă că numai în situații corespunzătoare celor din fig. 3.9.a, mașina prezintă stabilitate. Aceasta conduce la remarcă că numai punctele de funcționare aflate în regiunile ascendente ale caracteristicilor $M_e = f(\delta_g)$ sînt puncte de funcționare stabile.

În aceste condiții, în analogie cu mașina clasică stabilitatea funcționării mașinii poate fi apreciată cu ajutorul tensiunii caracteristica $U_G = f(\delta_G)$, pentru o funcționare stabilă, urmează condiția ca:

$$U_G - U_{cr} / d \delta_G > 0 \quad (3.77)$$

unde U_G reprezintă cuplul sincronizant și caracterizează capacitatea mașinii de a reveni la poziția de echilibru după o perturbare mecanică. Cu cât U_G este mai mare cu atât mașina reacționează mai puternic la perturbații în scopul revenirii la regimul de echilibru stabil.

3.3.2. Expresia cuplului sincronizant.

Deoarece în problemele de stabilitate statică perturbațiile sunt foarte mici, modificările regimului față de regimul staționar sunt neglijabile, ceea ce ne permite să considerăm că și mărimile care intervin în expresia cuplului electromagnet sunt cele corespunzătoare regimului staționar considerat. În aceste condiții din (3.6a) rezultă:

$$M_G^* = \frac{U_G^* \cdot U_{cr}^*}{\omega^*} \cos(\delta_G - \alpha) - \frac{U_{cr}^* \cdot U_{sr}^*}{\omega^*} \sin \alpha' \cos(\delta_G - \beta) \quad (3.78)$$

3.3.3. Influența diferitelor mărimi asupra stabilității funcționării.

Întrucât, după cum s-a arătat în paragraful 3.3.1, stabilitatea funcționării mașinii este caracterizată de semnul și modulul cuplului sincronizant, pentru analiza influenței diferitelor mărimi asupra stabilității funcționării, este suficient să se analizeze influența lor asupra acestuia. În acest sens să scriem relația (3.78) sub forma:

$$M_G^* = \frac{U_G^*}{\omega^*} M_G^* \quad (3.79)$$

$$M_G^* = U_G^* \cos(\delta_G - \alpha) - U_{sr}^* \sin \alpha' \cos(\delta_G - \beta) \quad (3.80)$$

3.3.3.a. Influența asupra cuplului de funcționare.

Din (3.79) se constată că dacă $U_{sr}^* = 0$ - curentul $I_{sr} = 0$ - cuplul sincronizant $M_G^* = 0$, deci mașina se află la limita stabilității, indiferent de valoarea unghiului δ_G , iar dacă $U_{sr}^* \neq 0$, $M_G^* \geq 0$ funcție de valoarea lui U_G^* , care depinde de unghiul δ_G .

Deci, pentru a afla în acest ultim caz ($U_{cBa} \neq 0$), condițiile care asigură prezenta o funcționare stabilă, instabilă sau este în limita stabilității, vom analiza situațiile în care $M_E^{i*} \geq 0$. În acest sens și considerăm cel noi termenii ai relației (3.80), pe care vom nota cu:

$$C_1 = U^{*} \sin (\delta_g - \alpha') \quad (3.81)$$

$$C_2 = -2 \cdot U_{cBr}^{*} \sin \alpha' \cos (\delta_g - \beta) \quad (3.81')$$

Ambele termeni sînt mărimi sinusoidale în raport cu unghiul δ_g , dar numai componenta C_1 nu poate fi influențată în mod voit din exterior, componenta C_2 poate fi modificată atât, în ceea ce privește amplitudinea, prin modificarea t.e.m. U_{cBr}^{*} - curentul I_{Br} - cît și fa-
zorii, prin modificarea unghiului β .

Avînd în vedere că ambele componente sinusoidale conțin tot
unghiul δ_g sinusoidal, mărimea M_E^{i*} poate fi scrisă sub forma:

$$M_E^{i*} = C_m \cos (\delta_g - \delta_{g0}) \quad (3.82)$$

unde dacă se notează cu:

$$K = \frac{2 U_{cBr}^{*}}{U^{*}} \cdot \sin \alpha' \quad (3.83)$$

$$C_m = U^{*} \sqrt{(1-K)^2 + 2K[1 - \cos (\beta - \alpha')]} \quad (3.84)$$

$$\delta_{g0} = \arccos \left(\frac{\sin \alpha' - K \sin \beta}{\cos \alpha' - K \cos \beta} \right) \quad (3.85)$$

Din (3.82) se observă că $M_E^{i*} = 0$ dacă

$$C_m = 0 \quad \text{adică: } K = 1, \quad \text{și } \beta = \alpha' \quad (3.86)$$

sau dacă:

$$\delta_g - \delta_{g0} = \pm \pi/2 \quad (3.87)$$

Cînd este îndeplinită condiția (3.86) indiferent de valoare
unghiul δ_g în intervalul $[0, 2\pi]$, $M_E^{i*} = 0$ și deci mașina se
rotăște tot timpul la limita stabilității, iar cînd nu este îndeplinită
(3.86), $M_E^{i*} = 0$ numai pentru valorile unghiului $\delta_g = \delta_{g0} \pm \pi/2$,
cînd funcția de funcționare este în limita respectiv de funcționare in-
stabilă (vezi tabelul 3.1), ceea ce este reprezentat valorile unghi-
ului δ_{g0} pentru care cuplul sincronizant M_E^{i*} ia valori pozitive res-
pectiv negative (vezi fig.3.10).

Tabelul 3.1

δ_{00}	Domeniul valorilor lui δ_0		
	δ_0	Regim stabil	Regim instabil
$\delta_{00} \in [-\pi/2 \dots 0 \dots \pi/2]$	$[0 \dots \pi/2 \dots \pi]$	$[0, \delta_{00} + \pi/2)$	$[\delta_{00} + \pi/2, \pi]$
	$[0 \dots \pi/2 \dots -\pi]$	$[0, \delta_{00} - \pi/2)$	$[\delta_{00} - \pi/2, -\pi]$
$\delta_{00} \in [\pi/2 \dots \pi \dots -\pi/2]$	$[0 \dots \pi/2 \dots \pi]$	$(\delta_{00} - \pi/2, \pi]$	$[0, \delta_{00} - \pi/2]$
	$[0 \dots -\pi/2 \dots -\pi]$	$(\delta_{00} + \pi/2, -\pi]$	$[0, \delta_{00} + \pi/2]$

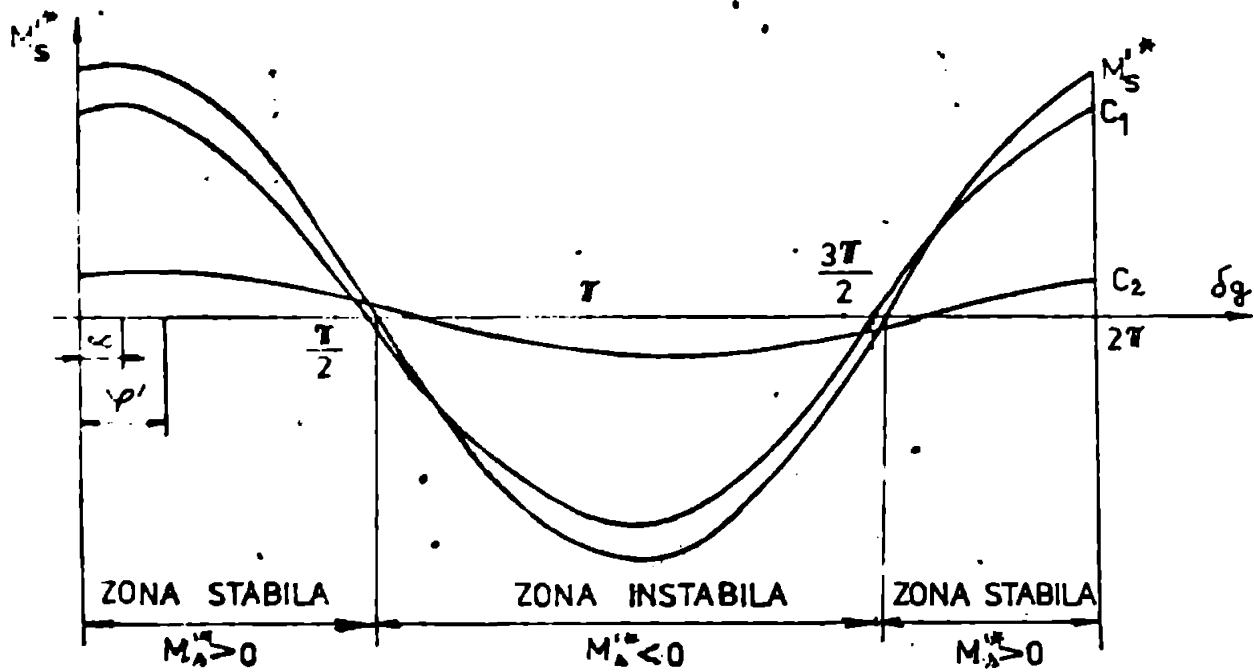


Fig. 3.10. Componentele cuplului de sincronizare.

Intrucit unghiul δ_{00} depinde numai de valoarea t.c.m. U_{abr} (U_{p1}) si unghiul β (vezi rel. 3.85), domeniile de functionare stabile respectiv instabile sînt influentate doar de aceste doi parametri de intrare. Pentru a ilustra influenta unghiurilor β si β' asupra domeniului de functionare, in fig. 3.11 s-au marcat domeniile de valori ale lui δ_{00} in functie de valorile lui β ($\beta' = 0$) si β' si a parametrului μ .

Deci se vede in vedere al practic t.c.m. polară $U_{abr} < (U_{p1} - U_{p2})/2$, dar si in caz de t.c.m. pozitiv (vezi rel. 3.83), rezultatul este zona in care δ_{00} poate lua valori este cuprinsa între $-\pi/2$ si $\pi/2$ si este marcat cu linie punct in fig. 3.11, zona in care $\delta_{00} \in [-\pi/2 \dots 0 \dots \pi/2]$. Deci practic intervalul variabilei lui δ_{00} este marcat de domeniul de functionare stabil

$$(\delta_{g0} - \pi/2 \dots 0 \dots \delta_{g0} + \pi/2).$$

Prin urmare conform relației (3.83), limita pînă în care δ_{g0} poate lua practic valori, depinde de unghiul β și este cu atât mai mic, cu cît β este mai mare (în fig. 3.11, pentru a se putea vedea, unghiul β s-a luat exagerat de mare), pentru a avea o anumită variație reală a amplitudinii δ_{g0} ; respectiv a domeniilor de funcționare stabil și instabil, în fig. 3.12. s-au reprezentat limite de stabilitate în funcție de β și U_{eBr}^* pentru o mașină cu parametri nominali $K^* = 0,008$ și $K_g^* = 1,2$. Se constată că pentru valori nominale ale curenților de excitație reactivă ($U_{eBr}^* \leq 5 U^*$), influența de viteza unghiului β , asupra lui δ_{g0} nu depășește ordinea de mărime a unghiurilor (pentru $I_{Br} = 0 \Rightarrow \delta_{g0} = \alpha$) și deci limita de stabilitate în jurul valorilor lui $\delta_{g0} \approx \pm \pi/2$. Cea mai mică variație a lui δ_{g0} în funcție de I_{Br} are loc la $\beta = 0$ respectiv $\pm \pi$, în funcție de semn pentru $\beta = \pm \pi/2$. Când $\beta \in [0, -\pi]$, δ_{g0} este pozitiv, în timp ce pentru $\beta \in [0, \pi]$, δ_{g0} este negativ.

3.3.3.b. Influența asupra gradului de stabilitate. Ținînd cont de relațiile (3.79) și (3.82) vom scrie expresia cuplului sincronizat sub forma:

$$M_E^* = \frac{U_{eBa}^*}{Z^*} \cdot C_M \cdot \cos(\delta_g - \delta_{g0}). \quad (3.88)$$

Se reprezintă expresia unei "mărimi sinusoidale" în raport cu unghiul δ_g și ai cărei parametri sînt $C_M \cdot U_{eBa}^* / Z^*$ ca amplitudine, $(\delta_g - \delta_{g0})$ ca fază și δ_{g0} ca fază inițială.

Avînd în vedere că, cu cît cuplul sincronizant este mai mare funcționarea mașinii are loc mai stabil rezultă că, pentru a avea o funcționare cît mai stabilă trebuie ca amplitudinea $C_M \cdot U_{eBa}^* / Z^*$ să fie cît mai mare, iar faza cît mai aproape de zero ($\delta_g - \delta_{g0} = 0$). În acest context se pot face următoarele remarci:

- Mașina funcționează cel mai stabil cînd t.e.m. U_{eBa} (I_{Ba}) și C_M au valori mari, iar $\delta_g = \delta_{g0}$ (δ_g în jur de 0°);
- Chiar pentru $\delta_g = \delta_{g0}$ funcționarea devine cu atît mai puţin stabilă cu cît U_{eBa} și/cu C_M iau valori mai apropiate de zero (în limitele stabilității zero), respectiv dacă U_{eBa} și C_M au valori mari funcționarea devine cît puţin stabilă cu cît δ_g se apropie de valoarea $\delta_{g0} \pm \pi/2$.

Întrucît C_M depinde de mărimile de intrare I_{Br} și β (vezi rela. 3.80), pentru a avea o imagine a variației acestei componente

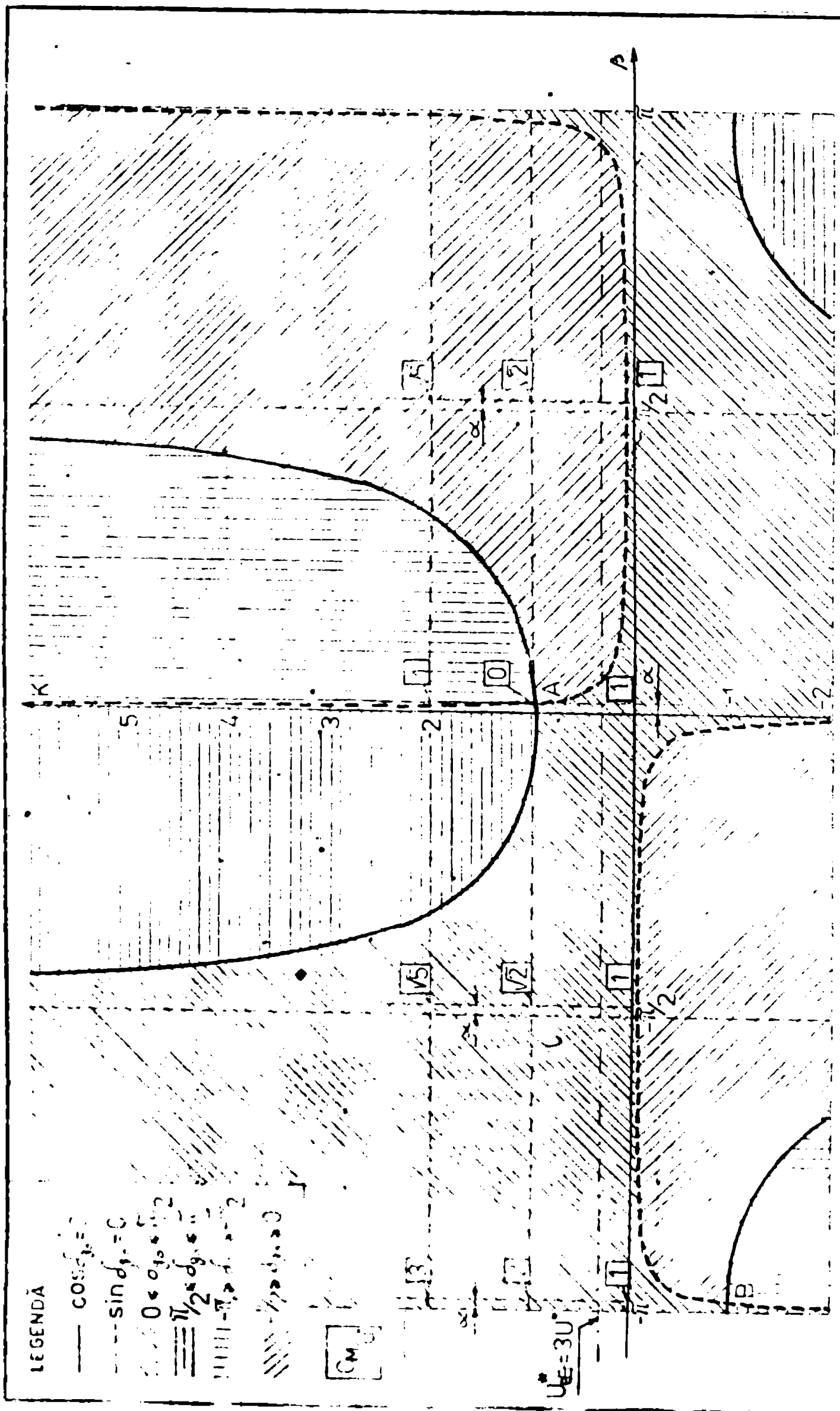


Fig.311. Domeniile de variație ale lui δ_{α} , și valorile lui C_m funcție de K și β

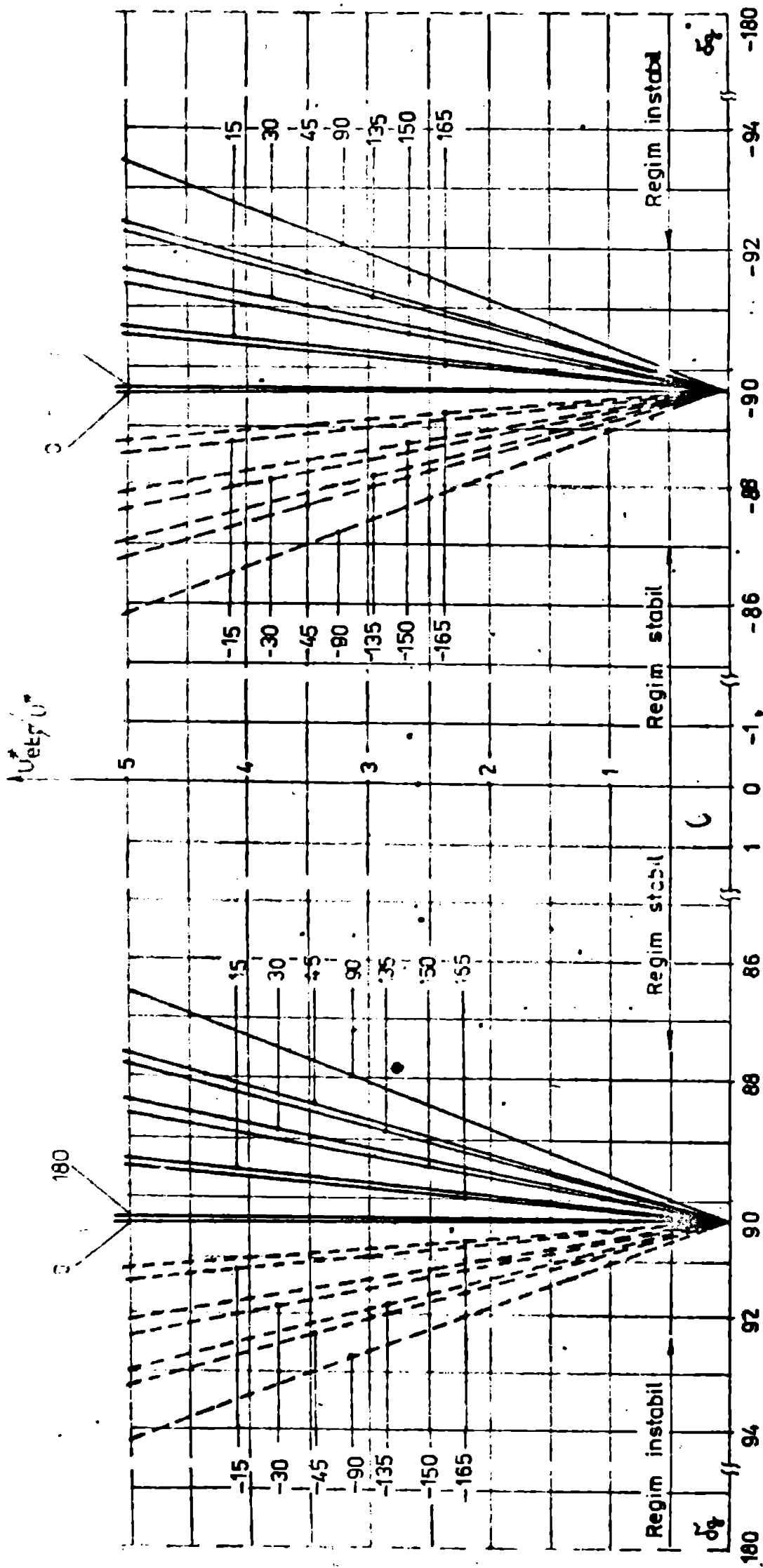


Fig. 312. Limitele de stabilitate (unghiul δ_g) functie de valoarea tem. polare U_{0er}^* pentru diferite

valori ale unghiului β la o mașină cu $R^* = 3,008$ și $X_A^* = 1,2$

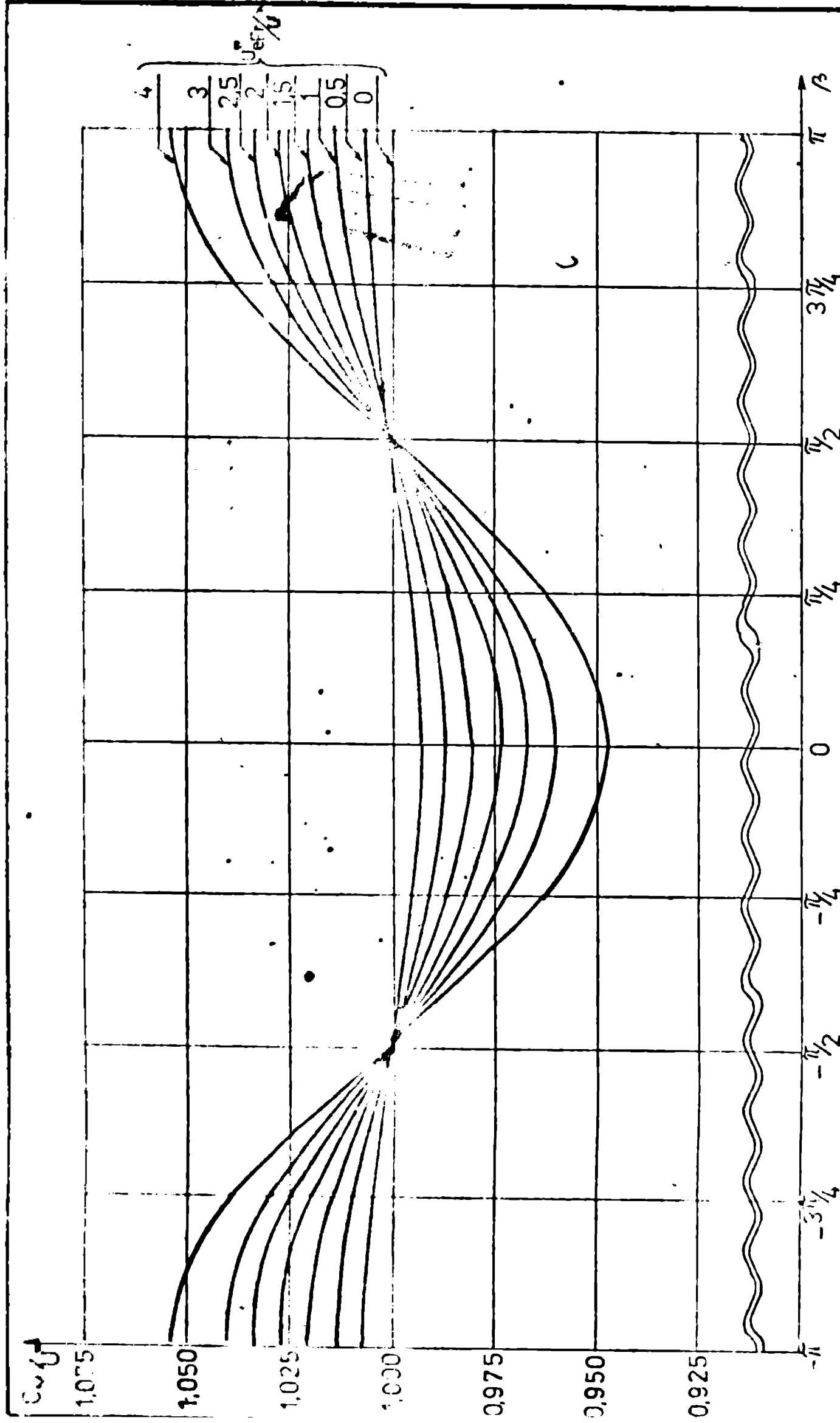


Fig. 3.12. Variația amplitudinii C_M funcție de unghiul β pentru diferite valori ale t.e.m. polare U_{eff} , la o mașină cu $R=0,008$ și $X_s=1,2$

3.13. În cazul în care I_{Lg} este mai mic decât valoarea de intrare, în fig. 3.13 se poate observa că valoarea δ_g este mai mică decât δ_{g0} , de unde rezultă că, δ_g variază în limitele admise în jurul valorii δ_{g0} .

Prin urmare, în vedere că atât I_{Lg} cât și δ_{g0} variază în raport cu I_{Er} și β , și ținând cont de relația 3.28, pentru un curent activ I_{La} și unghi intern δ_g bine precizate, sensul de variație (cresștere sau scădere) a produsului de stabilitate la modificarea parametrilor de intrare I_{Lg} și β este dat de sensul variației unghiului δ_g sau $(\delta_g - \delta_{g0})$.

3.4. Concluzii.

În urma analizei funcționării mașinii conectată la o rețea infinită, efectuată în cadrul acestui capitol se desprind următoarele concluzii cu caracter general:

1. Mașina poate funcționa atât în regim de generator cât și în regim de motor pentru orice valoare a unghiului intern δ_g cuprins în intervalul $[0, 2\pi]$, dar totuși corespundent pentru regimul generator este domeniul $[0, \pi]$, iar pentru regimul de motor $[\pi, 2\pi]$;

2. Mașina prezintă o funcționare stabilă numai dacă curentul activ I_{La} și unghiul intern δ_g se află în domeniul I sau IV ($-\pi/2 < \delta_g < \pi/2$);

3. Pentru o anumită valoare a unghiului intern δ_g de stabilitate la variații ale I_{La} se explorează ca atât cât posibil ca cât I_{La} este mai mare.

4. Variațiile de intrare I_{Lg} și β au o influență redusă atât asupra produsului de stabilitate cât și a domeniului valorilor lui I_{La} în care se regimul funcționează stabil;

5. La modificarea condițiilor de intrare I_{Lg} , I_{Er} sau β se poate ajunge la pericolul dispariției mașinii din sincronism.

6. În orice caz în care unghiul δ_g nu se modifică, în limitele admise, decât se poate ajunge la pericolul dispariției mașinii și anume pentru $\beta = \pm \pi/2$ și se modifică numai I_{Lg} . Acesta corespunde cazului în care puterea activă este produsă numai de curentul activ I_{La} , iar I_{Lg} este utilizat numai la producerea puterii reactive și de susținere de excitație activă pentru înfrumusețirea caracteristicilor de funcționare.

Capitolul 4.

INVESTIGAREA PE CALCULATOR A REGIMURILOR
DE FUNCȚIONARE STABILĂ.

4.1. Noțiuni generale.

În prezentul capitol se vor parcurge etapele de calcul pe care le comportă analiza stabilității statice a unei mașini, conectată la o rețea de putere infinită, conform teoriei micilor oscilații.

Intrucât, până în prezent nu există o mașină de tipul celei propuse de autor, în cadrul acestei teze, calculele se vor face pentru o mașină clasică a cărei înfășurare de amortizare se consideră transformată în înfășurare de excitație reactivă.

4.2. Stabilitatea statică.

În cele ce urmează vom proceda la liniarizarea ecuațiilor funcționale ale mașinii și vom stabili algoritmul de calcul al stabilității statice.

4.2.1. Ecuațiile micilor oscilații.

Pentru stabilirea ecuațiilor ce descriu comportarea mașinilor la mici perturbații se liniarizează ecuațiile 3.4.

Ideea care stă la baza stabilirii ecuațiilor micilor oscilații este că, variațiile mărimilor în raport cu regimul staționar sunt atât de mici, încât funcțiile ce le înglobează se pot înlocui prin tangenta în punctul corespunzător regimului staționar //6/, iar pentru stabilitatea acestora se introduc în ecuațiile mașinii valorile prezente ale variabilelor și se neglijează cantitățile mici de ordin superior //32/, //50/, //71 p 243/, //74/, //76 p. 192/, //100 p.76/.

Principalele etape care se parcurg sînt:

a) Variabilele mașinii se înlocuiesc cu valoarea lor din regim normal la care se adaugă perturbația:

$$\begin{array}{lcl}
 u_{sd} = u_{sdN} + \Delta u_{sd} & ; & i_{sd} = i_{sdN} + \Delta i_{sd} \\
 u_{sq} = u_{sqN} + \Delta u_{sq} & ; & i_{sq} = i_{sqN} + \Delta i_{sq} \\
 u_{Rn} = u_{RnN} + \Delta u_{Rn} & ; & i_{Rn} = i_{RnN} + \Delta i_{Rn} \\
 u_{zd} = u_{zdN} + \Delta u_{zd} & ; & i_{zd} = i_{zdN} + \Delta i_{zd} \\
 u_{zq} = u_{zqN} + \Delta u_{zq} & ; & i_{zq} = i_{zqN} + \Delta i_{zq}
 \end{array}$$

$$\begin{aligned}
 \dot{V}_{sd} &= \dot{V}_{sdN} + \Delta \dot{V}_{sd} & i_D &= \Delta i_L \\
 \dot{V}_{sq} &= \dot{V}_{sqN} + \Delta \dot{V}_{sq} & i_Q &= \Delta i_Q \\
 \dot{V}_{sd} &= \dot{V}_{sdN} + \Delta \dot{V}_{sd} & & \\
 \dot{V}_{sq} &= \dot{V}_{sqN} + \Delta \dot{V}_{sq} & & \\
 \dot{V}_{sd} &= \dot{V}_{sdN} + \Delta \dot{V}_{sd} & & \\
 \dot{V}_{sq} &= \dot{V}_{sqN} + \Delta \dot{V}_{sq} & &
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

unde ca indicile (N) s-au notat mărimile din regimul normal; co- ordonatele punctului de funcție cure.

Având în vedere că θ reprezintă unghiul dintre axa fazei de referință (faza A) și axa d, pe cînd δ_g unghiul dintre fazo- rul tensiunii la borne \bar{U} și axa imaginară, luată cu sens schim- bat, rezultă:

$$\theta = \omega_s \cdot t + \delta_{gN} + \frac{\pi}{2} \tag{4.2}$$

Imediat după ce consideră conectată la o rețea de putere la care, fazorul tensiunii la borne \bar{U} fiind nemijlocit legat de rețea, se rotește imperturbabil cu viteza de sincronism ω_s . Meterică d va înregistra, deci în decursul regimului tranzito- riu care urmează perturbației, pendulații ale vitezei sale ungiu- rale electrice ω în jurul vitezei de sincronism ω_s prin variația sa a unghiului δ_g în jurul valorii din regimul normal δ_{gN} , se poate încheia că:

$$\theta = \omega_s \cdot t + \delta_{gN} + \Delta \delta_g + \frac{\pi}{2} \tag{4.3}$$

unde ținem cont de relația (4.2) rezultă:

$$\dot{\theta} = \dot{\omega}_s + \Delta \dot{\delta}_g \tag{4.4}$$

Dacă se ține cont că viteza unghiulară electrică ω a ro- torului este egală cu $d\theta/dt$, din (4.4) rezultă că:

$$\omega = \omega_s + D (\Delta \delta_g) \tag{4.5}$$

unde cu D s-a notat operatorul $(\frac{d}{dt})$.

Luând în considerare relațiile (3.17) și ținînd cont că $\dot{\delta}_{gN} + \Delta \dot{\delta}_g$ iar $U = U_N$ (rețea de putere infinită), se poate scrie:

$$\dot{\delta}_{gN} \sin(\delta_{gN} + \Delta \delta_g) = -U_N^* (\sin \delta_{gN} \cos \Delta \delta_g + \cos \delta_{gN} \sin \Delta \delta_g) \tag{4.6}$$

$$\dot{\delta}_{gN} = -\frac{U_N^*}{\delta_{gN}} \cos(\delta_{gN} + \Delta \delta_g) = -U_N^* (\cos \delta_{gN} \cos \Delta \delta_g - \sin \delta_{gN} \sin \Delta \delta_g)$$

Intrucît abaterea ($\Delta \delta_g$) este foarte mică se poate considera că $\sin \Delta \delta_g \cong \Delta \delta_g$ iar $\cos \Delta \delta_g \cong 1$ ceea ce permite scrierea relațiilor (4.6) sub forma:

$$\begin{aligned} u_{sd}^* &= U_{Br}^* \sin \delta_{gN} - U_{Br}^* \cos \delta_{gN} \cdot \Delta \delta_g = u_{sdN}^* + u_{sqN}^* \cdot \Delta \delta_g \\ u_{sq}^* &= -U_{Br}^* \cos \delta_{gN} + U_{Br}^* \sin \delta_{gN} \cdot \Delta \delta_g = u_{sqN}^* - u_{sdN}^* \cdot \Delta \delta_g \end{aligned} \quad (4.7)$$

- Pentru mașina 2 B R C A, considerînd tensiunile la perii:

$$\begin{aligned} u_a &= U_{Br} \cdot \sqrt{2} \cos (\omega_s t + \beta - \alpha) \\ u_b &= U_{Br} \cdot \sqrt{2} \cos (\omega_s t + \beta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ u_c &= U_{Br} \cdot \sqrt{2} \cos (\omega_s t + \beta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (4.8)$$

rezultă:

$$\begin{aligned} u_{zd}^* &= -U_{Br}^* \sin (\delta_g - \beta) \\ u_{zq}^* &= -U_{Br}^* \cos (\delta_g - \beta) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Luînd în considerare relațiile (4.9) și ținînd cont că:

$$U_{Br}^* = U_{BrN}^* + \Delta U_{Br}^*, \quad \delta_g = \delta_{gN} + \Delta \delta_g, \quad \beta = \beta_N + \Delta \beta \text{ se poate scrie:}$$

$$\begin{aligned} u_{zd}^* &= -(U_{BrN}^* + U_{Br}^*) \sin [(\delta_{gN} + \Delta \delta_g) - (\beta_N + \Delta \beta)] \\ u_{zq}^* &= -(U_{BrN}^* + U_{Br}^*) \cdot \cos [(\delta_{gN} + \Delta \delta_g) - (\beta_N + \Delta \beta)] \end{aligned} \quad (4.10)$$

de unde după efectuarea calculelor în condițiile aproximărilor efectuate mai sus ($\cos \Delta \delta_g = \cos \Delta \beta = 1$, $\sin \Delta \delta_g \cong \Delta \delta_g$, $\sin \Delta \beta \cong \Delta \beta$) și neglijînd produsele de abatere de forma: $\Delta U_{Br}^* \cdot \Delta \delta_g$; $\Delta U_{Br}^* \cdot \Delta \beta$; $\Delta \delta_g \cdot \Delta \beta$, se obțin relațiile:

$$\begin{aligned} u_{zd}^* &= u_{zdN}^* + u_{zqN}^* \cdot \Delta \delta_g - \Delta U_{Br}^* \cdot \sin (\delta_{gN} - \beta_N) - u_{zqN}^* \cdot \Delta \beta \\ u_{zq}^* &= u_{zqN}^* - u_{zdN}^* \cdot \Delta \delta_g - \Delta U_{Br}^* \cdot \cos (\delta_{gN} - \beta_N) + u_{zdN}^* \cdot \Delta \beta \end{aligned} \quad (4.11)$$

În care:

$$\begin{aligned} u_{zdN}^* &= -U_{BrN}^* \cdot \sin (\delta_{gN} - \beta_N) = -1^* z_{dN} \cdot R_{Br}^* \\ u_{zqN}^* &= -U_{BrN}^* \cdot \cos (\delta_{gN} - \beta_N) = -1^* z_{qN} \cdot R_{Br}^* \end{aligned} \quad (4.12)$$

Pentru mașina M B R C C la care axa înfășurării de excitație reactivă face unghiul γ cu axa fazei de referință (vezi fig. 4.3), componentele tensiunii de excitație reactivă u_{zd}^* și u_{zq}^* sunt date de relațiile:

$$u_{zd}^* = U_{Er}^* \cos(\Theta - \gamma) \quad (4.9)$$

$$u_{zq}^* = -U_{Er}^* \sin(\Theta - \gamma)$$

Ținând cont de relația (4.4) și considerând că: $U_{Er}^* = U_{ErN}^* + \Delta U_{Er}^*$ și $\gamma = \gamma_N + \Delta\gamma$, procedând ca mai sus, rezultă:

$$u_{zd}^* = u_{zdN}^* + u_{zqN}^* \cdot \Delta\delta_g + \Delta U_{Er}^* \cdot \cos(\Theta_N - \gamma_N) - u_{zqN}^* \cdot \Delta\gamma \quad (4.14)$$

$$u_{zq}^* = u_{zqN}^* - u_{zdN}^* \cdot \Delta\delta_g + U_{Er}^* \cdot \sin(\Theta_N - \gamma_N) + u_{zdN}^* \cdot \Delta\gamma$$

unde:

$$u_{zdN}^* = U_{ErN}^* \cos(\Theta_N - \gamma_N) = i_{zdN}^* \cdot R_{Er}^* \quad (4.15)$$

$$u_{zqN}^* = -U_{ErN}^* \cdot \sin(\Theta_N - \gamma_N) = i_{zqN}^* \cdot R_{Er}^*$$

și în vedere că: $\gamma_N = \omega_u \cdot t + \gamma_N$ (4.16)

Ținând cont de relația (3.12), relațiile (4.14) pot fi scrise în forma:

$$u_{zd}^* = u_{zdN}^* + u_{zqN}^* \cdot \Delta\delta_g - \frac{U_{Er}^*}{Er} \sin(\delta_{gN} - \beta_N) - u_{zqN}^* \cdot \Delta\gamma \quad (4.17)$$

$$u_{zq}^* = u_{zqN}^* - u_{zdN}^* \cdot \Delta\delta_g - \frac{U_{Er}^*}{Er} \cos(\delta_{gN} - \beta_N) + u_{zdN}^* \cdot \Delta\gamma$$

și în care se aceeași formă cu relațiile (4.11) doar că în loc de $\Delta\beta$ este $\Delta\gamma$.

Introduc fizic alături de $\Delta\gamma$ și $\Delta\beta$, reprezintă variația fază a tensiunii de excitație reactivă (vezi relațiile (4.9) și (4.13)), pe mai departe se va lucra, pentru ambele mașini, cu relațiile (4.11).

b) Se introduce în ecuațiile sistemului (2.45) mărimile perturbate (4.1) cu considerarea relațiilor (4.4), (4.5), (4.7), (4.11) ținând cont de relațiile (3.4) ale regimului staționar normal, și ecuațiile micilor oscilații în care intervin doar abaterile micilor și anume:

$$\begin{aligned}
 u_{sqN}^* \cdot \Delta \delta_g &= -R^* \cdot \Delta i_{sd}^* - D(\Delta \gamma_{sd}^*) + \omega_s^* \cdot \Delta \gamma_{sq}^* + \gamma_{sqN}^* \cdot D(\Delta \delta_g) \\
 -u_{sdN}^* \cdot \Delta \delta_g &= -R^* \cdot \Delta i_{sq}^* - D(\Delta \gamma_{sq}^*) - \omega_s^* \cdot \Delta \gamma_{sd}^* - \gamma_{sdN}^* \cdot D(\Delta \delta_g) \\
 \Delta U_{Ba}^* &= R_{Ba}^* \cdot \Delta i_{Ba}^* + D(\Delta \gamma_{Ba}^*)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 u_{sqN}^* \cdot \Delta \delta_g - \Delta U_{Br}^* \cdot \sin(\theta_{Br} - \beta) - u_{sqN}^* \cdot \Delta \beta &= R_{Br}^* \cdot \Delta i_{sd}^* + D(\Delta \gamma_{sd}^*) \\
 -u_{sdN}^* \cdot \Delta \delta_g - \Delta U_{Br}^* \cdot \cos(\theta_{Br} - \beta) + u_{sqN}^* \cdot \Delta \beta &= R_{Br}^* \cdot \Delta i_{sq}^* + D(\Delta \gamma_{sq}^*) \\
 0 &= R_D^* \cdot \Delta i_D^* + D(\Delta \gamma_D^*) \\
 0 &= R_Q^* \cdot \Delta i_Q^* + D(\Delta \gamma_Q^*)
 \end{aligned}
 \tag{4.18}$$

$$\begin{aligned}
 T_m^* \cdot D(\Delta \omega^*) &= \gamma_{sdN}^* \cdot \Delta i_{sq}^* + i_{sqN}^* \cdot \Delta \gamma_{sd}^* - \\
 &\quad - \gamma_{sqN}^* \cdot \Delta i_{sd}^* - i_{sdN}^* \cdot \Delta \gamma_{sq}^* + \Delta M^*
 \end{aligned}$$

cu

$$\begin{aligned}
 \Delta \gamma_{sd}^* &= X_B^* \cdot \Delta i_{sd}^* + X_u^* (\Delta i_{Ba}^* + \Delta i_{zd}^* + \Delta i_D^*) \\
 \Delta \gamma_{sq}^* &= X_B^* \cdot \Delta i_{sq}^* + X_u^* (\Delta i_{zq}^* + \Delta i_Q^*) \\
 \Delta \gamma_{Ba}^* &= X_u^* \cdot \Delta i_{sd}^* + X_{Ba}^* \cdot \Delta i_{Ba}^* + X_{Bazd}^* \cdot \Delta i_{zd}^* + X_{BaD}^* \cdot \Delta i_D^* \\
 \Delta \gamma_{zd}^* &= X_u^* \cdot \Delta i_{sd}^* + X_{Bazd}^* \cdot \Delta i_{Ba}^* + X_{Br}^* \cdot \Delta i_{zd}^* + X_{zad}^* \cdot \Delta i_D^* \\
 \Delta \gamma_{zq}^* &= X_u^* \cdot \Delta i_{sq}^* + X_{Br}^* \cdot \Delta i_{zq}^* + \Delta i_Q^* \cdot X_{zqQ}^* \\
 \Delta \gamma_D^* &= X_u^* \cdot \Delta i_{sd}^* + X_{BaD}^* \cdot \Delta i_{Ba}^* + X_{zad}^* \cdot \Delta i_{zd}^* + X_D^* \cdot \Delta i_D^* \\
 \Delta \gamma_Q^* &= X_u^* \cdot \Delta i_{sq}^* + X_{zqQ}^* \cdot \Delta i_{zq}^* + X_Q^* \cdot \Delta i_Q^*
 \end{aligned}
 \tag{4.19}$$

in care, $D = \frac{d}{dt}$, iar toate produsele de abateri ale diferitelor marimi s-au neglijat, deoarece ele au un ordin superior de micime in raport cu termenii in care intervin doar abaterile simple. Astfel, in expresia cuplului electromagnetic s-au neglijat termenii de tipul $(\Delta \gamma \cdot \Delta i)$, iar in relatiile de tensiuni termenii de tipul $(\Delta \gamma \cdot \Delta \delta_g)$ si nu s-au luat in considerare ecuatiile infăurărilor homopolare, deoarece aceste infăurări nu influențează fenomenele electrodinamice din întrefier.

4.2.2. Modelul matematic intrare-stare-ieșire.

Sistemul de ecuații (4.13) pentru a putea fi utilizat în studiul stabilității statice a mașinii, conform teoriei sistemelor automate /52/ trebuie adus la forma modelului matematic intrare-stare-ieșire (MKS-ISI):

$$\begin{aligned} \dot{[X]} &= [A].[X] + [B].[IX] \quad (\text{ecuația de stare}) \\ [Y] &= [C].[X] + [D].[IX] \quad (\text{ecuația de ieșire}) \end{aligned} \quad (4.20)$$

$[X]$ = vectorul mărimilor de stare;

$[IX]$ = vectorul marșurilor de intrare;

$[Y]$ = vectorul mărimilor de ieșire;

$[A]$ = matricea sistemului;

$[B]$ = matricea de conducere;

$[C]$ = matricea de observabilitate;

$[D]$ = matricea de interconexiune.

O problemă deosebit de importantă din punct de vedere practic constituie alegerea mărimilor de stare. Pentru alegerea acestora trebuie în vedere că procesele dinamice, din punct de vedere fenomenologic, sînt strîns legate de modificarea mărimilor de stare în timp, iar din punct de vedere analitic, sînt legate de derivatele mărimilor de stare în raport cu timpul. Dat fiind faptul că în sistemele tehnice se consideră că nu pot avea loc transferuri instantanee de materie (substanță și/că energie prin intermediul câmpurilor), derivatele mărimilor de stare sînt definite în orice moment, deci acestea sînt mărimi continue în timp /53 p.11/.

În acest context și fiind în conceperea modul de rezolvare a problemelor de stabilitate statică pentru mașina sincronă clasică /101/ se aleg ca mărimi de stare abaterile: $\Delta\gamma_{sd}$, $\Delta\gamma_{sq}$, $\Delta\gamma_{sd}$, $\Delta\gamma_{sq}$, $\Delta\gamma_D$, $\Delta\gamma_Q$, $\Delta\delta_s$ și $\Delta\omega$.

Mărimile de intrare sînt acele mărimi asupra cărora se poate interveni din exterior și anume: ΔU_a , ΔU_{Ba} , ΔU_{Br} , $\Delta\beta$, iar ca mărimi de ieșire rezultă: Δi_{sd} , Δi_{sq} , Δi_{Ba} , Δi_{sd} , Δi_{sq} , Δi_D și Δi_Q .

Din cele prezentate mai sus rezultă vectorii mărimilor:

$$[S] = \begin{bmatrix} \Delta \gamma_{sd}^* \\ \Delta \gamma_{sq}^* \\ \Delta \gamma_{Ba}^* \\ \Delta \gamma_{Ed}^* \\ \Delta \gamma_{Eq}^* \\ \Delta \gamma_D^* \\ \Delta \gamma_Q^* \\ \Delta \omega^* \\ \Delta \delta_g^* \end{bmatrix} ; [IB] = \begin{bmatrix} \Delta i_{sd}^* \\ \Delta i_{sq}^* \\ \Delta i_{Ba}^* \\ \Delta i_{Ed}^* \\ \Delta i_{Eq}^* \\ \Delta i_D^* \\ \Delta i_Q^* \end{bmatrix} ; [IN] = \begin{bmatrix} \Delta U_{Ba}^* \\ \Delta U_{Er}^* \\ \Delta M^* \\ \Delta \beta \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

Pentru scrierea ecuațiilor micilor oscilații sub forma matricială sistemul de ecuații (4.13) se aduce la forma:

$$\begin{aligned} D(\Delta \gamma_{sd}^*) &= -R_{sd}^* \cdot \Delta i_{sd}^* + \omega_s^* \cdot \Delta \gamma_{sq}^* + \gamma_{sqN}^* \cdot \Delta \omega^* - u_{sqN}^* \cdot \Delta \delta_g \\ D(\Delta \gamma_{sq}^*) &= -R_{sq}^* \cdot \Delta i_{sq}^* - \omega_s^* \cdot \Delta \gamma_{sd}^* - \gamma_{sdN}^* \cdot \Delta \omega^* + u_{sdN}^* \cdot \Delta \delta_g \\ D(\Delta \gamma_{Ba}^*) &= -R_{Ba}^* \cdot \Delta i_{Ba}^* + \Delta U_{Ba}^* \\ D(\Delta \gamma_{Ed}^*) &= -R_{Er}^* \cdot \Delta i_{Ed}^* - u_{EqN}^* \cdot \Delta \delta_g - \Delta U_{Er}^* \cdot \sin(\delta_{gN} - \beta_N) - u_{EqN}^* \cdot \Delta \beta \\ D(\Delta \gamma_{Eq}^*) &= -R_{Er}^* \cdot \Delta i_{Eq}^* - u_{EdN}^* \cdot \Delta \delta_g - \Delta U_{Er}^* \cdot \cos(\delta_{gN} - \beta_N) + u_{EdN}^* \cdot \Delta \beta \\ D(\Delta \gamma_D^*) &= -R_D^* \cdot \Delta i_D^* \\ D(\Delta \gamma_Q^*) &= -R_Q^* \cdot \Delta i_Q^* \\ D(\Delta \omega^*) &= \frac{1}{T_m^*} \left[\gamma_{sdN}^* \cdot \Delta i_{sq}^* + i_{sqN}^* \cdot \Delta \gamma_{sd}^* - \gamma_{sqN}^* \cdot \Delta i_{sd}^* - i_{sdN}^* \cdot \Delta \gamma_{sq}^* + \Delta M^* \right] \\ D(\Delta \delta_g) &= \Delta \omega^* \end{aligned} \quad (4.22)$$

iar (4.19) se scrie sub formă matricială:

$$\text{cu:} \quad [\Delta \gamma^*] = [X^*] \cdot [IB] \quad (4.23)$$

$$[IB] = [Y] \cdot [\Delta \gamma^*] \quad (4.24)$$

respectiv:

$$[Y] = [X^*]^{-1} \quad (4.25)$$

unde :

$$[\Delta Y^*] = \begin{bmatrix} \Delta Y_{Ba}^* \\ \Delta Y_{Ba}^* \\ \Delta Y_{Ba}^* \\ \Delta Y_{Ba}^* \\ \Delta Y_{Ba}^* \\ \Delta Y_{Ba}^* \\ \Delta Y_{Ba}^* \end{bmatrix}; [X^*] = \begin{bmatrix} X_u & 0 & X_u & X_u & 0 & X_u & 0 \\ 0 & X_u & 0 & 0 & X_u & 0 & X_u \\ X_u & 0 & X_{Ba} & X_{Ba} & 0 & X_{Ba} & 0 \\ X_u & 0 & X_{Ba} & X_{Ba} & 0 & X_{Ba} & 0 \\ 0 & X_u & 0 & 0 & X_{Ba} & 0 & X_{Ba} \\ X_u & 0 & X_{Ba} & X_{Ba} & 0 & X_{Ba} & 0 \\ 0 & X_u & 0 & 0 & X_{Ba} & 0 & X_{Ba} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

de [IB] este vectorul mărimilor de ieșire din (4.21).

Având în vedere că vectorul mărimilor de stare este:

$$[S] = \begin{bmatrix} \Delta Y^* \\ \Delta \omega^* \\ \Delta S \\ \varepsilon \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

ecuația matricială (4.24) poate fi scrisă sub forma:

$$[IB] = [C] \cdot [S] \quad (4.28)$$

unde reprezintă ecuația de ieșire a LM-ISI, unde:

$$[C] = \begin{bmatrix} [Y] & [0] \end{bmatrix} \quad (4.29)$$

unde matricea [0] are toate elementele nule. Matricea [C] sub dezvoltată este:

$$[C] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} & Y_{17} & 0 & 0 \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} & Y_{25} & Y_{26} & Y_{27} & 0 & 0 \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} & Y_{34} & Y_{35} & Y_{36} & Y_{37} & 0 & 0 \\ Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} & Y_{44} & Y_{45} & Y_{46} & Y_{47} & 0 & 0 \\ Y_{51} & Y_{52} & Y_{53} & Y_{54} & Y_{55} & Y_{56} & Y_{57} & 0 & 0 \\ Y_{61} & Y_{62} & Y_{63} & Y_{64} & Y_{65} & Y_{66} & Y_{67} & 0 & 0 \\ Y_{71} & Y_{72} & Y_{73} & Y_{74} & Y_{75} & Y_{76} & Y_{77} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

Elementele Y_{ij} fiind elementele matricii [Y], obținute prin dezvoltarea matricii [X*] din (4.26).

Dacă se înlocuiesc maximele de deşire (abaterea curenţilor) din (4.20) în (4.22) se obţine ecuaţia de stare a MM - ISI în care matricea de conducere [B] este dată de relaţia:

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\sin(\delta_{\Sigma K} - \beta_{\Sigma}) & 0 & -u_{\Sigma qN}^* \\ 0 & -\cos(\delta_{\Sigma K} - \beta_{\Sigma}) & 0 & u_{\Sigma dN}^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

iar matricea sistemului [A], de relaţia (4.32). Matricea de interconexiune [D] este matrice nulă.

4.2.3. Analiza stabilităţii regimului de funcţionare.

Conform teoremei fundamentale a stabilităţii /58 p 150/, un sistem dinamic liniar de MM-LSI (4.20) este stabil atunci şi numai atunci când toate rădăcinile polinomului caracteristic al matricei [A] a sistemului:

$$\Delta(s) = \det [s[B] - [A]] = s^n + \alpha_{n-1} \cdot s^{n-1} + \dots + \alpha_1 \cdot s + \alpha_0 \quad (4.33)$$

are partea reală negativă ([B] este matricea unitate).

Îndeplinirea condiţiei impuse de teorema fundamentală a stabilităţii asigură stabilitatea MM-LSI a sistemelor liniare, dar în baza "metodei părţii aproximări" a lui Liapunov, şi stabilitatea stării de repaus (starea corespunzătoare unui anumit regim staţionar de funcţionare) a sistemului neliniar, liniarizat. Conform acesteia, stabilitatea stării de repaus a unui sistem neliniar poate fi apreciată în funcţie de stabilitatea stării de repaus a sistemului liniarizat şi anume /58 p.144/, /69/:

a) Dacă sistemul liniarizat este asimptotic stabil, atunci şi sistemul neliniar este asimptotic stabil;

b) Dacă sistemul liniarizat este în limita de stabilitate, atunci nu se poate preciza dacă sistemul neliniar este sau nu stabil (aceasta este unul dintre motivele pentru care în tehnica re-

$-R^* \cdot Y_{11}$	$\omega_s^* - R^* \cdot Y_{12}$	$-R^* \cdot Y_{13}$	$-R^* \cdot Y_{14}$	$-R^* \cdot Y_{15}$	$-R^* \cdot Y_{16}$	$-R^* \cdot Y_{17}$	μ_{sdN}^*	$-\mu_{sdN}^*$
$-(R^* \cdot Y_{21} + \omega_s^*)$	$-R^* \cdot Y_{22}$	$-R^* \cdot Y_{23}$	$-R^* \cdot Y_{24}$	$-R^* \cdot Y_{25}$	$-R^* \cdot Y_{26}$	$-R^* \cdot Y_{27}$	μ_{sdN}^*	$-\mu_{sdN}^*$
$-R_{Ea}^* \cdot Y_{31}$	$-R_{Ea}^* \cdot Y_{32}$	$-R_{Ea}^* \cdot Y_{33}$	$-R_{Ea}^* \cdot Y_{34}$	$-R_{Ea}^* \cdot Y_{35}$	$-R_{Ea}^* \cdot Y_{36}$	$-R_{Ea}^* \cdot Y_{37}$	0	0
$-R_{Er}^* \cdot Y_{41}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{42}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{43}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{44}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{45}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{46}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{47}$	0	μ_{sgN}^*
$-R_{Er}^* \cdot Y_{51}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{52}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{53}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{54}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{55}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{56}$	$-R_{Er}^* \cdot Y_{57}$	0	$-\mu_{sgN}^*$
$-R_D^* \cdot Y_{61}$	$-R_D^* \cdot Y_{62}$	$-R_D^* \cdot Y_{63}$	$-R_D^* \cdot Y_{64}$	$-R_D^* \cdot Y_{65}$	$-R_D^* \cdot Y_{66}$	$-R_D^* \cdot Y_{67}$	0	0
$-R_Q^* \cdot Y_{71}$	$-R_Q^* \cdot Y_{72}$	$-R_Q^* \cdot Y_{73}$	$-R_Q^* \cdot Y_{74}$	$-R_Q^* \cdot Y_{75}$	$-R_Q^* \cdot Y_{76}$	$-R_Q^* \cdot Y_{77}$	0	0
$\frac{1}{T_m^*} (Y_{21} \cdot \gamma_{sdN}^* - Y_{11} \cdot \gamma_{sgN}^* + i_{sgN}^*)$	$\frac{1}{T_m^*} (Y_{22} \cdot \gamma_{sdN}^* - Y_{12} \cdot \gamma_{sgN}^* - i_{sdN}^*)$	$\frac{1}{T_m^*} (Y_{23} \cdot \gamma_{sdN}^* - Y_{13} \cdot \gamma_{sgN}^*)$	$\frac{1}{T_m^*} (Y_{24} \cdot \gamma_{sdN}^* - Y_{14} \cdot \gamma_{sgN}^*)$	$\frac{1}{T_m^*} (Y_{25} \cdot \gamma_{sdN}^* - Y_{15} \cdot \gamma_{sgN}^*)$	$\frac{1}{T_m^*} (Y_{26} \cdot \gamma_{sdN}^* - Y_{16} \cdot \gamma_{sgN}^*)$	$\frac{1}{T_m^*} (Y_{27} \cdot \gamma_{sdN}^* - Y_{17} \cdot \gamma_{sgN}^*)$	0	0
0	0	0	0	0	0	0	1	0

(4.32)

lării, sistemele aflate la limite de stabilitate se consideră instabile);

c) Dacă sistemul liniarizat este instabil, atunci și sistemul neliniar este instabil.

Deoarece valorile proprii ale matricii $[A]$ reprezintă rădăcinile ecuației caracteristice $\Delta(s) = \det \{ [A] - s[B] \} = 0$ /26 p 74/, stabilitatea statică a mașinii pentru un regim staționar de bază este asigurată dacă valorile proprii ale matricii $[A]$ au partea reală negativă. Precum se știe, pentru a verifica condiția stabilității statice nu este nevoie neapărat de rezolvarea ecuației caracteristice (calculul valorilor proprii) ci există mai multe metode denumite criterii algebrice de stabilitate /58 p 160/, /128 p 161/, care permit a conchide dacă ecuația caracteristică nu are rădăcini situate în semiplanul complex drept, fără a-i determina concret rădăcinile și care fixează, în funcție de valorile coeficienților polinomului caracteristic (4.33), condiții suficiente în care rădăcinile ecuației caracteristice se situează în semiplanul complex stâng.

Din fericire există o serie de lucrări de specialitate /1/, /2/, /3/, /4/, /5/, /6/, /7/, /8/, /9/, /10/, /11/, /12/ dedicate calculării valorilor proprii, respectiv a coeficienților polinomului caracteristic pe calculatorul numeric, cunoscând matricea $[A]$. Dacă putem analiza stabilitatea statică a mașinii corespunzătoare unui anumit regim staționar, atunci a conchide dacă regimul staționar considerat este posibil sau nu, prin determinarea matricii $[A]$ pentru regimul staționar respectiv, iar printre cele care au fost descrise în literatura de specialitate, se vor prezenta valorile proprii, sau coeficienții polinomului caracteristic, funcție de care se va verifica condiția de stabilitate.

4.2.4. Algoritm de calcul al stabilității statice.

Algoritmul folosit de autor pentru elaborarea programului de calcul, prezentat în anexa A 4.1, are la bază teoria generală a stabilității mișcării la mici perturbații. Analiza regimurilor de funcționare stabile se efectuează după cum urmează:

- a) Se definește parametrii mașinii;
- b) Se impun condițiile δ, ω și U corespunzătoare unui punct de funcționare al regimului normal de funcționare;
- c) Se alege arbitrar valoarea unghiului δ_g ;
- d) Conținem algoritmul de calcul prezentat în paragraful

2.3.2. Determină componentele uturilor curenților, tensiunilor și momentelor corespunzătoare mărimilor K , Q și U impuse la punctul (c) în condițiile unui curent de excitație activă I_{Ba} de asemenea ales arbitrar;

e) Se întocmește matricea sistemului $[A]$, conform relației (32);

f) Se aplică subprogramul de calcul al valorilor proprii, pentru a se afla acestea;

g) Se analizează partea reală a valorilor proprii, în acest caz conform metodei primei aproximații a lui Liapunov, se face concluzia dacă punctul de funcționare, în condițiile mărimilor calculate la punctul d, este un punct de funcționare stabil sau nu;

h) Se consideră unghiul δ_c schimbabil, dar se recalculază elementele matricii $[A]$ pentru diferite valori ale curentului I_{Ba} , sau se ia-se de fiecare dată la punctele (f) și (g);

i) Se dau diferite valori unghiului δ_c și pentru fiecare se refac calculele de la punctele (d) până la (h) inclusiv.

j) Se găsește un nou regim de funcționare, caracterizat prin valori ale mărimilor K , Q și U și se refac calculele de la punctul (c) până la (i) inclusiv.

Programul a fost astfel conceput încât să se poată analiza alternativ, stabilitatea statică corespunzătoare unui anumit regim de funcționare, caracterizat prin mărimile K , Q și U , pentru mașina sincronă M S B V și mașina clasică corespunzătoare acesteia (mașina clasică din care s-a obținut precedenta). El cuprinde trei etape:

a.- Formarea matricii sistemului $[A]$ pentru regiunea staționară considerată;

b.- Calculul valorilor proprii ale matricii $[A]$;

c.- Analiza semnului valorilor proprii, pe baza căruia se dezvoltă sau se instabilește regimul de funcționare considerat.

Accele etape se parcurg prima dată pentru mașina clasică, apoi pentru mașina M S B V, conform algoritmului prezentat mai sus. Pentru calculul valorilor proprii se folosește subprogramul DRAE, existent în biblioteca sistematică a calculatorului IBM 3-60 de la Centrul de calcul al I.I. "Traian Vuia" din

similicra.

Cu acest program s-a analizat stabilitatea statică pentru generatorul sincron T V.V.-200 de la C.E.T.-Mintia și a cărui parametri sînt: $P_n = 210$ /MW/, $U_n = 15,75$ /kV/, $\cos \varphi_n = 0,85$, $X_s^* = 2,42$, $X_d^* = 1,295$, $X_d'^* = 0,25$, $X_c'^* = 0,17$, $R^* = 8,229 \cdot 10^{-3}$, $R_d^* = 1,174 \cdot 10^{-3}$, $X_{dH}^* = 2,427$, $R_U^* = R_Q^* = 2,348 \cdot 10^{-3}$, $X_H^* = X_Q^* = 0,399$, în care se consideră în locul înfășurării de amortizare, o înfășurare cu aceiași parametri ca aceasta, cu rol de înfășurare de excitație reactivă E_r .

4.3. Prelucrarea și analiza rezultatelor.

4.3.1. Stabilirea punctelor de funcționare.

Pentru stabilirea punctelor de funcționare, caracterizate prin puterea activă P, reactivă Q și tensiunea la borne U, facem apel la diagrama de funcționare a generatorului reprezentată în fig.4.1.

La reprezentarea acesteia, s-a ținut cont că, punctul optim de funcționare este cel corespunzător regimului nominal /39 p.68/, (punctul C din fig.4.1) unde se ating limitele: curentului statoric, curentului rotoric și puterii active, iar pentru trasarea locului geometric al acestor limite, s-a considerat că tensiunea la bornele generatorului este egală cu tensiunea nominală ($U_n = 15,75$ kV). S-au stabilit coordonatele punctelor A și C, astfel:

- Punctul A are ordonata zero, iar abscisa corespunzătoare puterii reactive limită în domeniul capacitiv, ce nu poate fi depășită în funcționarea normală și în lipsa reglajului de tensiune:

$$Q_A = - \frac{U^2}{X_s} = - \frac{U_n^2}{X_s^*} = - \frac{210}{0,85 \cdot 2,42} = - 102,1 \text{ /MVar/}$$

- Punctul C corespunde regimului nominal și are ordonata $P_n = 210$ /MW/, iar abscisa $Q_n = 135$ /MVar/;

În fine, s-a ținut cont că în planul P,Q (fig.4.1), punctul A reprezintă centrul cercului de rază AC, corespunzător limitei impuse de curentul de excitație, iar punctul C centrul cercului de rază OC corespunzător limitei impuse de curentul statoric. Iar dreapta LC este limita puterii active.

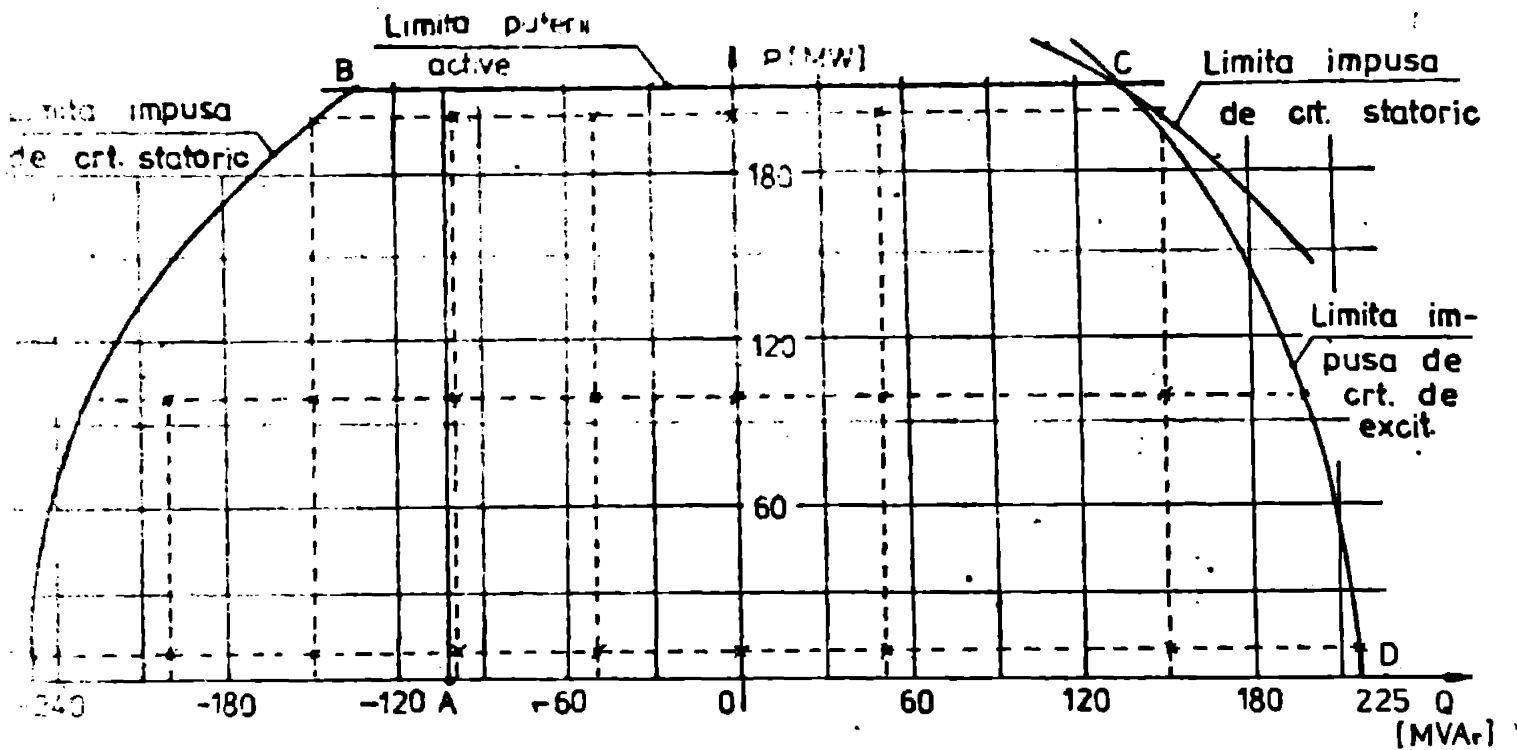


Fig.4.1. Diagrama de funcționare a generatorului în cazul considerării mărimilor nominale la limită.

Având în vedere că punctele de funcționare trebuie să se găsească în interiorul centrului LCDS (fig.4.1), în ideea de a cuprinde în general toate regiunile de funcționare, dar fără a lua în considerare un număr prea mare de puncte, și ținând cont că ne interesează în special regiuni capacitive, s-au ales, pentru analiză, un număr de 24 puncte de funcționare, marcate prin (x) în fig.4.1, a căror parametri, în valori absolute și unități relative (mărimile absolute sînt mărimile nominale ale generatorului) sînt specificați în tabelul 4.1.

Tabelul 4.1.

Putere activă (P)		Putere reactivă (Q)											Obs.	
Încărcare.	u.m.	u.m.	Valori											
	locale		abs.	abs.	abs.	abs.	abs.	abs.	abs.	abs.	abs.	abs.		abs.
mică	MW	10	MVar	215	150	50	0	-50	-100	-150	-200	-250	Tensiunea la borne.	
	ur.	0,0405	ur.	0,870	0,607	0,202	0,000	-0,202	-0,405	-0,607	-0,810	-1,012		
medie	MW	100	MVar	200	150	50	0	-50	-100	-150	-200	-230	U=15,75[kV]	
	ur.	0,405	ur.	0,810	0,607	0,202	0,000	-0,202	-0,405	-0,607	-0,810	-0,931		
mare	MW	200	MVar	-	150	50	0	-50	-100	-150	-	-	U* = 1[ur]	
	ur.	0,810	ur.	-	0,607	0,202	0,000	-0,202	-0,405	-0,607	-	-		

4.3.2. Analiza rezultatelor.

Studiul stabilității funcționării mașinii M S B D V este orientat în general în direcția clarificării următoarelor aspecte:

- Separarea domeniilor de stabilitate;
- Aprecierea gradului de stabilitate;
- Asigurarea rezervei de stabilitate;

4.3.2.a. Asigurarea domeniilor de stabilitate. După cum s-a arătat în paragraful 3.2.3 mașina cu excitație dublă cu cîmp de excitație variabil față de axele rotorului (deci și generatorul T.V.V. -200 cu înfășurarea B_r) poate fi încărcată cu o putere activă P respectiv o putere reactivă Q , bine precizate, la o tensiune la borne U dată, pentru orice valoare a unghiului δ_g din intervalul $[0, 2\pi]$, iar $I_{Ea}^* \neq 0$. Totuși, avînd în vedere, că în regim de generator cel mai frecvent $\delta_g \in [0, \pi]$, pentru a reduce numărul variantelor de calcul, regimul de funcționare corespunzător punctelor stabilite în tabelul 4.1 s-a analizat numai pentru valorile unghiului $\delta_g = \{10; 45; 75; 85; 88; 89,5; 90; 90,5; 91; 92; 105; 135; 170\}$ grade, considerînd $I_{Ea}^* = \{1,5; 1; 0,5; 0,1; 10^{-2}; 10^{-4}; 10^{-6}; 0\}$. Rezultatele sînt trecute în tabelul 4.2 unde s-a marcat cu (+) regim stabil; iar cu (-) regim instabil.

Din analiza tabelului 4.2 se constată că:

- Pentru toate punctele de funcționare, cuprinse în diagrama de funcționare, există cel puțin un regim de funcționare stabil;
- Există un curent de excitație limită I_{Eal} (în cazul de față $I_{Ea}^* = 0,1$) astfel încît pentru orice curent $I_{Ea} \geq I_{Eal}$, indiferent de valoarea puterii active P , pentru o aceeași putere reactivă Q domeniul de stabilitate este același.
- Pentru fiecare valoare a puterii reactive Q , există un unghi limită δ_{gl} la care are loc trecerea de la domeniul de funcționare stabil la cel instabil.

Domeniul de funcționare stabil corespunde unghiurilor δ_g cuprinse în intervalul $0 < \delta_g < \delta_{gl}$, iar cel instabil intervalului $\delta_{gl} \leq \delta_g \leq 180^\circ$.

- Pentru valori ale curentului de excitație $I_{Ea} \geq I_{Eal}$, unghiul δ_{gl} ia valori în jur de 90° , iar pentru $I_{Ea} < I_{Eal}$ ia valori mai mari de 90° tînd spre 180° în timp ce curentul

Tabelul 42 (continuare)

P*	I _{ca} *	Q _g [°]	S _g [°]																
			10	45	75	85	88	89	89,5	90°	90,5	91	92	95	105	135	170		
0,0405	0	0,870	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,000	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		-0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		-0,405	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		-0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		-0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
0,405	1,5	-1,012	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,810	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,000	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
		-0,405	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
		-0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0,405	1,0	-0,810	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,931	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,000	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
		-0,405	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0,405	0,5	-0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,931	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,000	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
0,405	0,1	-0,405	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,931	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,000	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
0,405	10 ⁻²	-0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,405	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,931	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
0,405	10 ⁻⁴	0,000	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,202	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,405	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,931	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,810	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	
		0,607	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	

Tabelul 4.2.(continuare)

P^*	I_{Ea}^*	Q^*	$\delta_g [^\circ]$	10	45	75	85	88	89	89,5	90	90,5	91	92	95	105	135	170		
0,405	10^{-6}	0,810		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
		0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		-0,405		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
		-0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
		-0,810		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
	-0,931		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
	0	0,810		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
		-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	
-0,405			+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
-0,607			+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
-0,810			+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
0,810	$1,5$	0,607		+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
		0,202		+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
		0,000		+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
		-0,202		+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
	$1,0$	0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
	$0,5$	0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
	$0,1$	0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
		0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-	
0,000			+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
-0,202			+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
10^{-2}	0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
	0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
	0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
	-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-	-		
10^{-4}	0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
10^{-6}	0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
0	0,607		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	0,000		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		
	-0,202		+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+		

I_{Ba} tinde spre zero.

e) Indiferent de valoarea puterii active P , pentru aceeași valoare a curentului de excitație I_{Ba} , unghiul δ_{gt} crește (amplitudinea de funcționare stabilă crește) odată cu trecerea de la reactanță inductivă spre cea capacitivă. Diferența între valorile extreme este pronunțată (de ordinul gradelor) pentru valori ale curentului $I_{Ba} > I_{Ba1}$, dar pentru $I_{Ba} < I_{Ba1}$ este tot mai puțin pronunțată odată cu scăderea acestuia, devenind nulă pentru $I_{Ba} = 0$.

4.3.2.b. Aprecierea gradului de stabilitate. A da răspunsul la întrebarea dacă un anumit regim de funcționare (un anumit punct de funcționare) este sau nu stabil nu echivalează cu a epuiza aprecierea funcționării mașinii în acel regim (punct). În mod normal se pune întrebarea: cât de stabil este acel regim de funcționare ?

În teoria sistemelor automate gradul de stabilitate se apreciază în raport cu situația limită când sistemul se află la limita de stabilitate [128 p. 178]. În planul rădăcinilor această situație limită este dată de axa imaginară, iar gradul de stabilitate - atunci când ecuația caracteristică a sistemului admite rădăcini situate numai la stânga axei imaginare a planului complex al rădăcinilor (sistem stabil), - de depărtarea de axa imaginară a rădăcinii dominante (cea mai apropiată rădăcină de axa imaginară). Cu cât rădăcina dominantă este mai departe de axa imaginară, cu atât mai repede, în urma unei perturbații, sistemul revine la regimul staționar.

Analog să vorbim și despre gradul de instabilitate, dacă ecuația caracteristică are rădăcini și în semiplanul drept al planului complex (sistemul este instabil), prin depărtarea maximă de dreapta axei imaginare a rădăcinii dominante pozitive (cea mai îndepărtată rădăcină de axa imaginară, situată în semiplanul drept).

În acest context, caracterizând în același mod "gradul de stabilitate", respectiv "gradul de instabilitate" corespunzător funcționării mașinii într-un anumit regim, rezultă că se poate vorbi de "gradul de stabilitate" al regimului de funcționare, atunci când mașina funcționează stabil în acest regim, acesta fiind caracterizat de valoarea reală negativă, de modul minim, dintre toate rădăcinile, iar de "gradul de instabilitate" al regimului de funcționare, atunci când funcționarea mașinii este instabilă în acest regim, fiind caracterizat de valoarea reală pozitivă maximă.

Între toate rădăcinile.

În aceste condiții pentru o analiza "gradul de stabilitate", respectiv "gradul de instabilitate" corespunzător regimurilor de funcționare analizate, s-a întocmit tabelul 4.3 cu valorile reale, de modul maxim, ale rădăcinilor dominante, corespunzătoare punctelor de funcționare stabilite în tabelul 4.1, iar în figurile (4.2)...(4.6) s-a reprezentat locul geometric al valorilor reale ale rădăcinilor dominante (V.R.D.) pentru mașina clasică și cu excitație dublă.

În tabelul 4.3 pentru mașina clasică, corespunzător unui punct de funcționare caracterizat prin maximele P și Q apare o rădăcină reală, iar pentru mașina cu dublă excitație apar două rădăcini. Acest lucru se datorează faptului că la mașina clasică un punct de funcționare îi corespunde un curent de excitație I_{Ba} și unghi de sarcină $\delta_g = \delta_g$ bine precizate, pe cînd la mașina cu dublă excitație pentru același curent de excitație I_{Ba} unghiul δ_g poate lua valori în întreg domeniul $[0, 2\pi]$ (în cazul în care $\delta_g \in [0, \pi]$).

Rezultatele prezentate în tabelul 4.3 și analiza figurilor (4.2)...(4.6), ne conduc la următoarele remarci:

a) Pentru mașina clasică (vezi fig.4.2) regimul de funcționare corespunzător punctelor de funcționare cu $Q < Q_A$ (puterea reactivă, corespunzătoare verticalei din A (fig.4.1)) este instabil indiferent de valoarea puterii active P. Aceasta corespunde mașinii clasice fără reglaj de tensiune /71 p 251/, întrucît aceste puncte se află la stînga limitei stabilității naturale.

b) Pentru mașina cu excitație dublă, atât "gradul de stabilitate" cît și "gradul de instabilitate" maxime (V.R.D._{max}) scad odată cu scăderea valorii curentului de excitație I_{Ba} , V.R.D._{max} tinzînd către zero pentru $I_{Ba} \cong 0$ (vezi tabelul 4.3).

c) Pentru toate valorile curentului de excitație activă I_{Ba} și la aceeași putere activă P, unghiul δ_{gl} este același pentru aceeași valoare a puterii reactive Q, (vezi figura (4.4), (4.5) și (4.6) detaliu);

d) Pentru $I_{Ba} > I_{Ba}$ unghiul δ_{gl} ia valori în jurul lui $\pi/2$, fiind mai $< \pi/2$ pentru Q puternic inductiv și $> \pi/2$ pentru Q puternic capacitiv, diferența față de $\pi/2$ fiind în jur de un grad (vezi fig.(4.4), (4.5) și (4.6) detaliu);

Tabelul 4.3.

P*	Q*	Maşina clasică	Maşina M S E D V									
			IEa									
			1,5	1,0	0,5	0,1	10 ⁻²	10 ⁻⁴	10 ⁻⁶	0		
081	0,607	-0,415 · 10 ⁻²	-0,275 · 10 ⁻²	-0,873 · 10 ⁻²	-0,943 · 10 ⁻³	-0,189 · 10 ⁻³	-0,189 · 10 ⁻⁴	-0,189 · 10 ⁻⁴	-0,192 · 10 ⁻⁶	-0,904 · 10 ⁻⁸		
	0,202	-0,612 · 10 ⁻³	0,275 · 10 ⁻²	0,183 · 10 ⁻²	0,914 · 10 ⁻³	0,182 · 10 ⁻³	0,181 · 10 ⁻⁴	0,174 · 10 ⁻⁶	0,109 · 10 ⁻⁸			
	0,000	-0,381 · 10 ⁻³	-0,299 · 10 ⁻²	-0,204 · 10 ⁻²	-0,103 · 10 ⁻²	-0,205 · 10 ⁻³	-0,205 · 10 ⁻⁴	-0,209 · 10 ⁻⁶	-0,640 · 10 ⁻⁸			
	-0,202	-0,166 · 10 ⁻³	0,296 · 10 ⁻²	0,197 · 10 ⁻²	0,984 · 10 ⁻³	0,195 · 10 ⁻³	0,195 · 10 ⁻⁴	0,188 · 10 ⁻⁶	-0,318 · 10 ⁻⁹			
	-0,405	-0,120 · 10 ⁻⁴	-0,312 · 10 ⁻²	-0,214 · 10 ⁻²	-0,107 · 10 ⁻²	-0,215 · 10 ⁻³	-0,215 · 10 ⁻⁴	-0,219 · 10 ⁻⁶	-0,665 · 10 ⁻⁸			
	-0,607	0,174 · 10 ⁻³	0,307 · 10 ⁻²	0,205 · 10 ⁻²	0,102 · 10 ⁻²	0,203 · 10 ⁻³	0,202 · 10 ⁻⁴	0,196 · 10 ⁻⁶	-0,775 · 10 ⁻⁹			
	0,810	-0,192 · 10 ⁻²	-0,325 · 10 ⁻²	-0,224 · 10 ⁻²	-0,113 · 10 ⁻²	-0,225 · 10 ⁻³	-0,225 · 10 ⁻⁴	-0,230 · 10 ⁻⁶	-0,570 · 10 ⁻⁸			
	0,607	0,159 · 10 ⁻²	0,320 · 10 ⁻²	0,214 · 10 ⁻²	0,106 · 10 ⁻²	0,211 · 10 ⁻³	0,211 · 10 ⁻⁴	0,205 · 10 ⁻⁶	-0,546 · 10 ⁻⁹			
	0,202	-0,848 · 10 ⁻³	-0,340 · 10 ⁻²	-0,236 · 10 ⁻²	-0,118 · 10 ⁻²	-0,236 · 10 ⁻³	-0,236 · 10 ⁻⁴	-0,242 · 10 ⁻⁶	-0,575 · 10 ⁻⁸			
	0,000	-0,492 · 10 ⁻³	0,334 · 10 ⁻²	0,223 · 10 ⁻²	0,111 · 10 ⁻²	0,220 · 10 ⁻³	0,219 · 10 ⁻⁴	0,214 · 10 ⁻⁶	-0,732 · 10 ⁻⁹			
0405	-0,202	-0,206 · 10 ⁻³	-0,355 · 10 ⁻²	-0,248 · 10 ⁻²	-0,125 · 10 ⁻²	-0,249 · 10 ⁻³	-0,249 · 10 ⁻⁴	-0,253 · 10 ⁻⁶	-0,715 · 10 ⁻⁸			
	-0,405	-0,269 · 10 ⁻⁵	0,349 · 10 ⁻²	0,233 · 10 ⁻²	0,166 · 10 ⁻²	0,230 · 10 ⁻³	0,229 · 10 ⁻⁴	0,223 · 10 ⁻⁶	-0,877 · 10 ⁻⁹			
	0,810	-0,192 · 10 ⁻²	-0,256 · 10 ⁻²	-0,176 · 10 ⁻²	-0,890 · 10 ⁻³	-0,179 · 10 ⁻³	-0,179 · 10 ⁻⁴	-0,182 · 10 ⁻⁶	-0,628 · 10 ⁻⁸			
	0,607	0,159 · 10 ⁻²	0,268 · 10 ⁻²	0,179 · 10 ⁻²	0,893 · 10 ⁻³	0,178 · 10 ⁻³	0,177 · 10 ⁻⁴	0,171 · 10 ⁻⁶	-0,150 · 10 ⁻⁸			
	0,202	-0,848 · 10 ⁻³	-0,266 · 10 ⁻²	-0,183 · 10 ⁻²	-0,927 · 10 ⁻³	-0,186 · 10 ⁻³	-0,186 · 10 ⁻⁴	-0,189 · 10 ⁻⁶	-0,627 · 10 ⁻⁸			
	0,000	-0,492 · 10 ⁻³	0,277 · 10 ⁻²	0,185 · 10 ⁻²	0,925 · 10 ⁻³	0,184 · 10 ⁻³	0,184 · 10 ⁻⁴	0,178 · 10 ⁻⁶	-0,145 · 10 ⁻⁸			
	-0,202	-0,206 · 10 ⁻³	-0,287 · 10 ⁻²	-0,199 · 10 ⁻²	-0,101 · 10 ⁻²	-0,202 · 10 ⁻³	-0,202 · 10 ⁻⁴	-0,207 · 10 ⁻⁶	-0,612 · 10 ⁻⁸			
	-0,405	-0,269 · 10 ⁻⁵	0,299 · 10 ⁻²	0,199 · 10 ⁻²	0,997 · 10 ⁻³	0,198 · 10 ⁻³	0,198 · 10 ⁻⁴	0,192 · 10 ⁻⁶	-0,125 · 10 ⁻⁸			
	0,810	-0,192 · 10 ⁻²	-0,298 · 10 ⁻²	-0,208 · 10 ⁻²	-0,105 · 10 ⁻²	-0,212 · 10 ⁻³	-0,212 · 10 ⁻⁴	-0,215 · 10 ⁻⁶	-0,649 · 10 ⁻⁸			
	0,607	0,159 · 10 ⁻²	0,301 · 10 ⁻²	0,209 · 10 ⁻²	0,103 · 10 ⁻²	0,206 · 10 ⁻³	0,206 · 10 ⁻⁴	0,199 · 10 ⁻⁶	-0,152 · 10 ⁻⁸			

P*	Q*	Mașina clasică	Mașina M S E D V							0
			1,5	1,0	0,5	0,1	10 ⁻²	10 ⁻⁴		
0,405	-0,607	0,196·10 ⁻³	-0,333·10 ⁻²	-0,239·10 ⁻²	-0,122·10 ⁻²	-0,254·10 ⁻³	-0,245·10 ⁻⁴	-0,251·10 ⁻⁶	-0,811·10 ⁻⁸	
	-0,810	0,554·10 ⁻³	0,353·10 ⁻²	0,116·10 ⁻²	0,235·10 ⁻³	0,234·10 ⁻⁴	0,226·10 ⁻⁶	-0,171·10 ⁻⁸		
	-0,931	0,865·10 ⁻³	-0,346·10 ⁻²	-0,252·10 ⁻²	-0,129·10 ⁻²	-0,259·10 ⁻³	-0,259·10 ⁻⁴	-0,264·10 ⁻⁶	-0,707·10 ⁻⁸	
0,607	0,870	-0,257·10 ⁻²	0,367·10 ⁻²	0,124·10 ⁻²	0,246·10 ⁻³	0,246·10 ⁻⁴	0,239·10 ⁻⁶	0,246·10 ⁻⁹		
	0,607	-0,214·10 ⁻²	-0,353·10 ⁻²	-0,134·10 ⁻²	-0,268·10 ⁻³	-0,268·10 ⁻⁴	-0,272·10 ⁻⁶	-0,779·10 ⁻⁸		
	0,202	-0,139·10 ⁻²	0,380·10 ⁻²	0,127·10 ⁻²	0,254·10 ⁻³	0,253·10 ⁻⁴	0,245·10 ⁻⁶	-0,158·10 ⁻⁸		
0,0405	0,000	-0,965·10 ⁻³	-0,247·10 ⁻²	-0,867·10 ⁻³	-0,175·10 ⁻³	-0,175·10 ⁻⁴	-0,179·10 ⁻⁶	-0,716·10 ⁻⁸		
	-0,202	-0,488·10 ⁻³	0,267·10 ⁻²	0,892·10 ⁻³	0,178·10 ⁻³	0,178·10 ⁻⁴	0,171·10 ⁻⁶	-0,119·10 ⁻⁸		
	-0,405	-0,781·10 ⁻⁵	-0,259·10 ⁻²	-0,913·10 ⁻³	-0,184·10 ⁻³	-0,184·10 ⁻⁴	-0,187·10 ⁻⁶	-0,629·10 ⁻⁸		
0,607	0,607	-0,214·10 ⁻²	0,279·10 ⁻²	0,935·10 ⁻³	0,186·10 ⁻³	0,186·10 ⁻⁴	0,180·10 ⁻⁶	-0,827·10 ⁻⁸		
	0,202	-0,139·10 ⁻²	-0,194·10 ⁻²	-0,993·10 ⁻³	-0,200·10 ⁻³	-0,200·10 ⁻⁴	-0,203·10 ⁻⁶	-0,682·10 ⁻⁸		
	0,000	-0,965·10 ⁻³	0,301·10 ⁻²	0,101·10 ⁻²	0,201·10 ⁻³	0,201·10 ⁻⁴	0,194·10 ⁻⁶	-0,195·10 ⁻⁸		
0,0405	-0,202	-0,488·10 ⁻³	-0,288·10 ⁻²	-0,104·10 ⁻²	-0,209·10 ⁻³	-0,209·10 ⁻⁴	-0,214·10 ⁻⁶	-0,612·10 ⁻⁸		
	-0,405	-0,781·10 ⁻⁵	0,313·10 ⁻²	0,105·10 ⁻²	0,210·10 ⁻³	0,209·10 ⁻⁴	0,203·10 ⁻⁶	-0,168·10 ⁻⁸		
	-0,607	-0,484·10 ⁻³	-0,299·10 ⁻²	-0,109·10 ⁻²	-0,219·10 ⁻³	-0,219·10 ⁻⁴	-0,224·10 ⁻⁶	-0,727·10 ⁻⁸		
0,607	0,607	-0,214·10 ⁻²	0,326·10 ⁻²	0,110·10 ⁻²	0,219·10 ⁻³	0,218·10 ⁻⁴	0,211·10 ⁻⁶	-0,184·10 ⁻⁸		
	0,202	-0,139·10 ⁻²	-0,310·10 ⁻²	-0,114·10 ⁻²	-0,230·10 ⁻³	-0,230·10 ⁻⁴	-0,236·10 ⁻⁶	-0,670·10 ⁻⁸		
	0,000	-0,965·10 ⁻³	0,341·10 ⁻²	0,115·10 ⁻²	0,229·10 ⁻³	0,228·10 ⁻⁴	0,221·10 ⁻⁶	-0,102·10 ⁻⁸		
0,0405	-0,202	-0,488·10 ⁻³	-0,321·10 ⁻²	-0,120·10 ⁻²	-0,242·10 ⁻³	-0,242·10 ⁻⁴	-0,246·10 ⁻⁶	-0,614·10 ⁻⁸		
	-0,405	-0,781·10 ⁻⁵	0,356·10 ⁻²	0,120·10 ⁻²	0,240·10 ⁻³	0,239·10 ⁻⁴	0,233·10 ⁻⁶	-0,202·10 ⁻⁸		
	-0,607	-0,484·10 ⁻³	-0,332·10 ⁻²	-0,127·10 ⁻²	-0,256·10 ⁻³	-0,256·10 ⁻⁴	-0,260·10 ⁻⁶	-0,549·10 ⁻⁸		
0,607	0,607	-0,214·10 ⁻²	0,373·10 ⁻²	0,126·10 ⁻²	0,252·10 ⁻³	0,251·10 ⁻⁴	0,245·10 ⁻⁶	-0,123·10 ⁻⁸		
	0,202	-0,139·10 ⁻²	-0,258·10 ⁻²	-0,134·10 ⁻²	-0,271·10 ⁻³	-0,271·10 ⁻⁴	-0,274·10 ⁻⁶	-0,728·10 ⁻⁸		
	0,000	-0,965·10 ⁻³	0,392·10 ⁻²	0,133·10 ⁻²	0,265·10 ⁻³	0,264·10 ⁻⁴	0,257·10 ⁻⁶	-0,188·10 ⁻⁸		

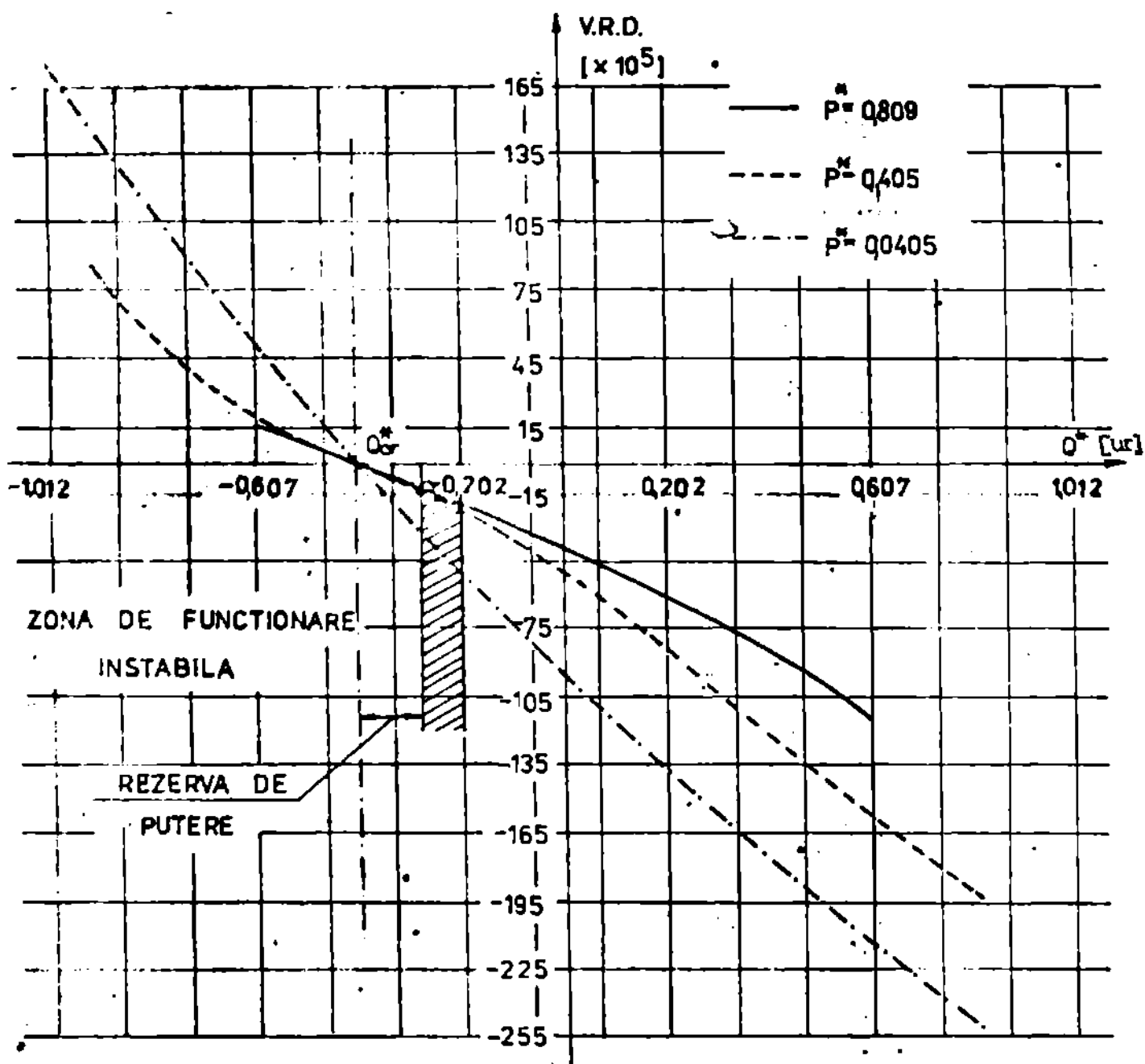


Fig.4.2. Locul geometric al V.R.D. funcție de Q pentru mașina clasică.

e) Indiferent de încărcarea cu P și Q mașina funcționează stabil pentru $\delta_g \in [0, \delta_{gl})$, respectiv funcționează instabil pentru $\delta_g \in [\delta_{gl}, \pi]$, dar atât "gradul de stabilitate" cât și "gradul de instabilitate" cresc pe măsură ce δ_g se îndepărtează de δ_{gl} în domeniul de stabilitate respectiv instabilitate, creșterea fiind cu atât mai pronunțată cu cât I_{Dg} este mai mare (vezi fig.(4.3),(4.4),(4.5) și (4.6));

1) Pentru aceeași încărcare cu putere reactivă Q, atât "gradul de stabilitate" cât și "gradul de instabilitate" variază în limite foarte restrinse cu modificarea puterii active P (vezi fig.4.3).

g) Din ecuații unghi δ_g și curenți de excitație activă I_{Ba} și I_{Br} , în funcție de orice valoare a puterii active P , atât "gradul de stabilitate" cât și "gradul de instabilitate" crește - în limite admise - pe măsură ce puterea reactivă Q trece de la caracter inductiv spre caracter capacitiv, limitele de stabilitate ale V.R.D. fiind cu atât mai mari cu cât I_{Ba} este mai mare și δ_g mai îndepărtat de δ_{ge} .

În acest ultim caz - P , δ_g și I_{Ba} de valori constante - modificarea puterii reactive Q are loc pe aceeași modificare a curenților de excitație reactivă I_{Br} și unghiului β . Pentru elucidarea interdependențelor I_{Br} și β asupra "gradului de stabilitate" în fig. (4.7) s-a reprezentat variația unghiului, (fig.4.7.a) și a curenților de excitație reactivă I_{Br}^* (fig.4.7.b) funcție de puterea activă Q^* , pentru $P^* = 0,405$ (încălzire medie), parametrii curbei fiind unghiul δ_g și curenții de excitație activă I_{Ba}^* .

Din figura 4.7 nu se observă o corelare directă a variației V.R.D. - gradului de stabilitate - nici cu variația unghiului β și nici cu a curenților de excitație reactivă I_{Br} .

Ținând cont de ultima remarcă din paragraful 3.3.3.b, în fig. 4.8 s-a reprezentat valoarea cuplului sincronizant M_g^* - calculat cu relația (3.88) - funcție de Q^* pentru toate cazurile prezentate în fig.4.7, deci parametrii curbelor fiind curenții de excitație activă I_{Ba}^* și unghiul δ_g .

Din fig.4.8 se constată o corespondență riguroasă între sensul de variație a valorii cuplului sincronizant M_g și cele relaționate mai sus (remarca g.) referitor la modul de variație a V.R.D., respectiv a gradului de stabilitate.

Se precizează că nu se compară variația valorilor lui M_g cu variația valorilor lui V.R.D., ci doar sensurile de variație ale acestora, întrucât cele două mărimi, după cum s-a arătat în paragraful 3.3.3.b. respectiv 4.3.2.b, caracterizează două aspecte distincte ale stabilității.

4.3.2.c. Asigurarea rezervei de stabilitate. Pentru a avea un criteriu de comparație în ceea ce privește "gradul de stabilitate" (în sensul de înțelegere normal al V.R.D.) se face apel la noțiunea de rezervă de stabilitate.

După cum se știe, din motive de siguranță funcționarea mașinilor electrice, nu se recomandă să se atingă limita stabilității, deci se ia o rezervă de stabilitate β p 316/. În lipsa re-

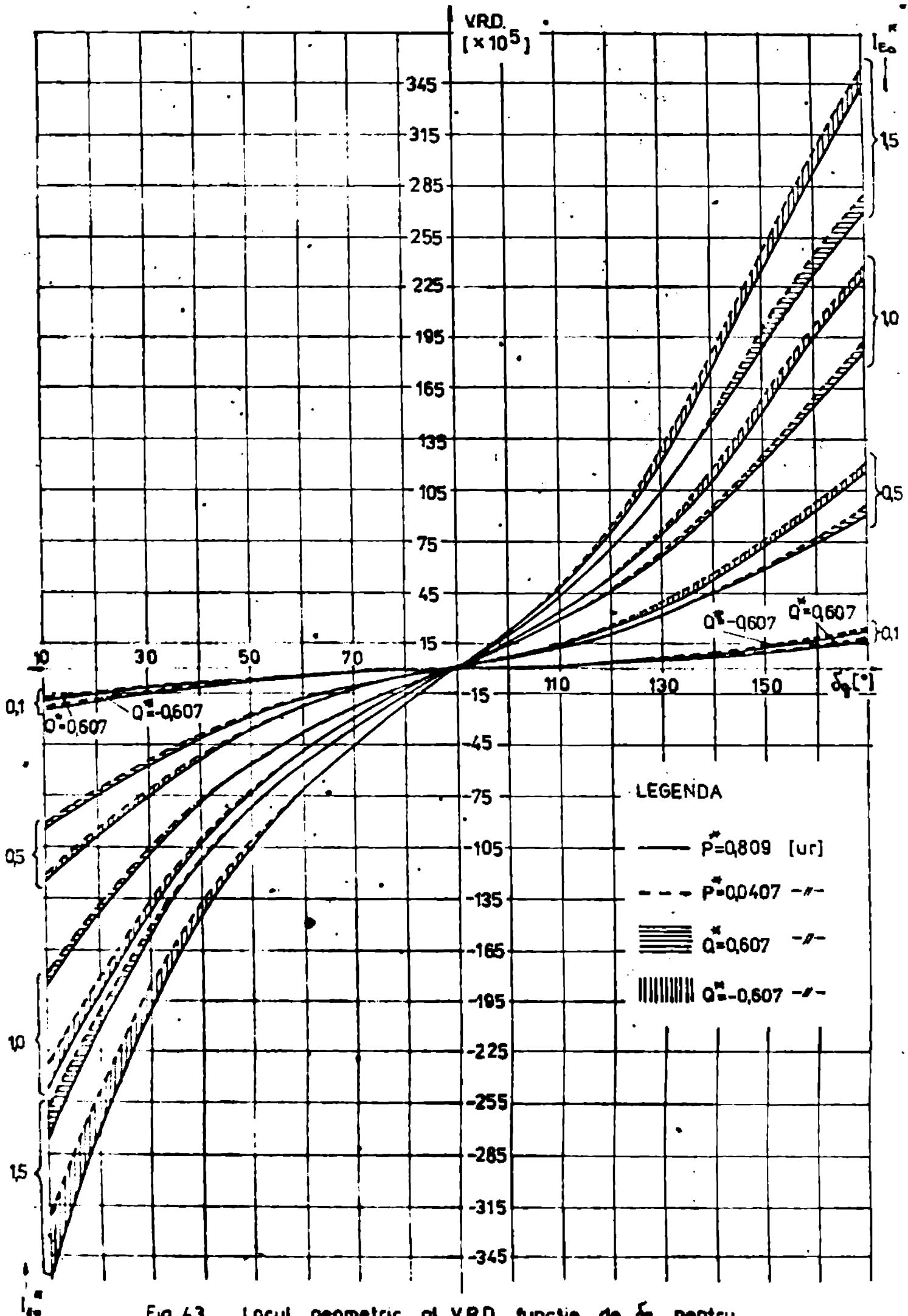


Fig. 43 Locul geometric al V.R.D. functie de δ_g pentru Q ca parametru si P variabil

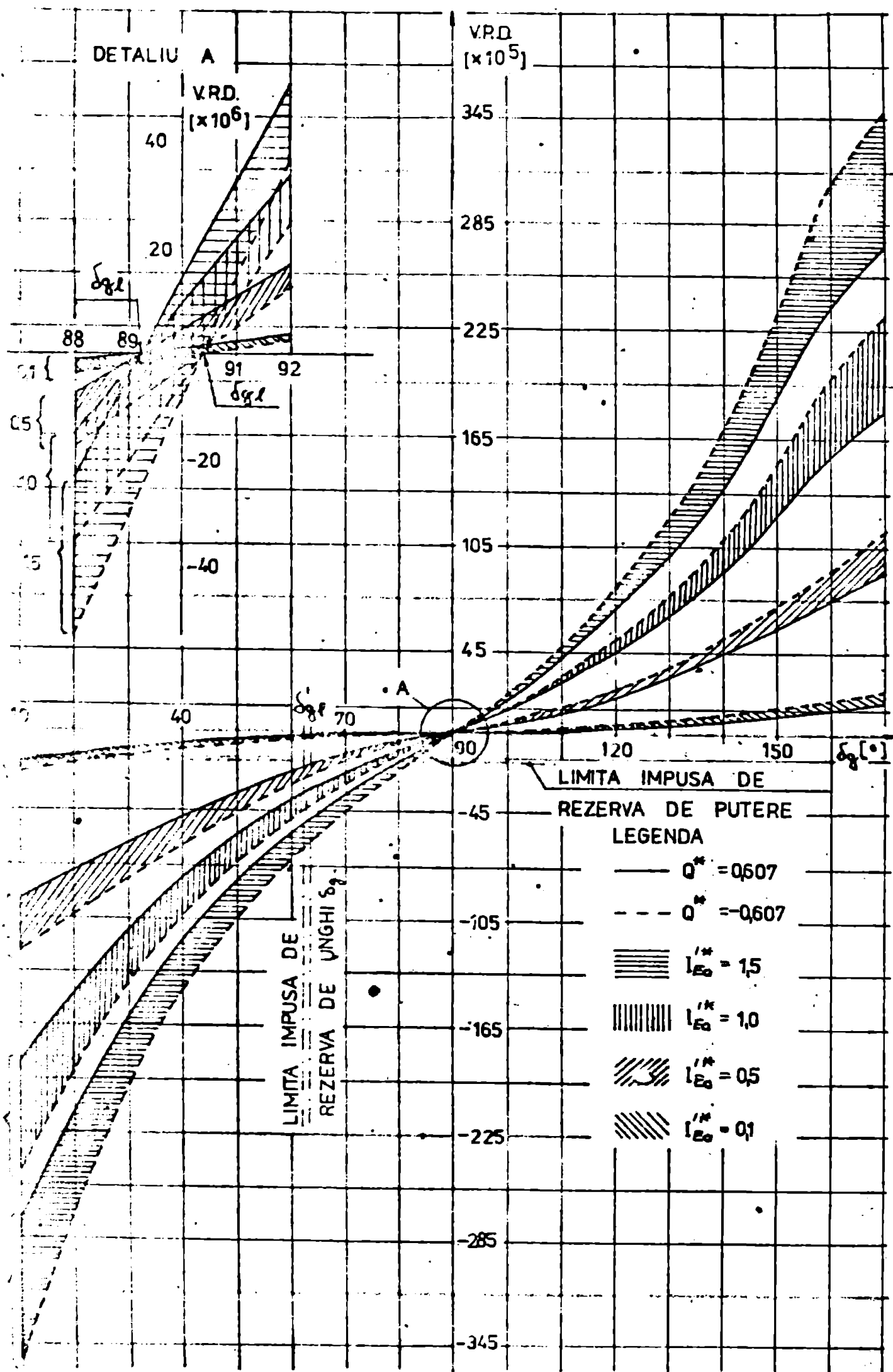


Fig. 44. Locul geometric al V.R.D. functie de δ_g pentru $p=0,810$ avind ca parametri l_{E_0} si Q

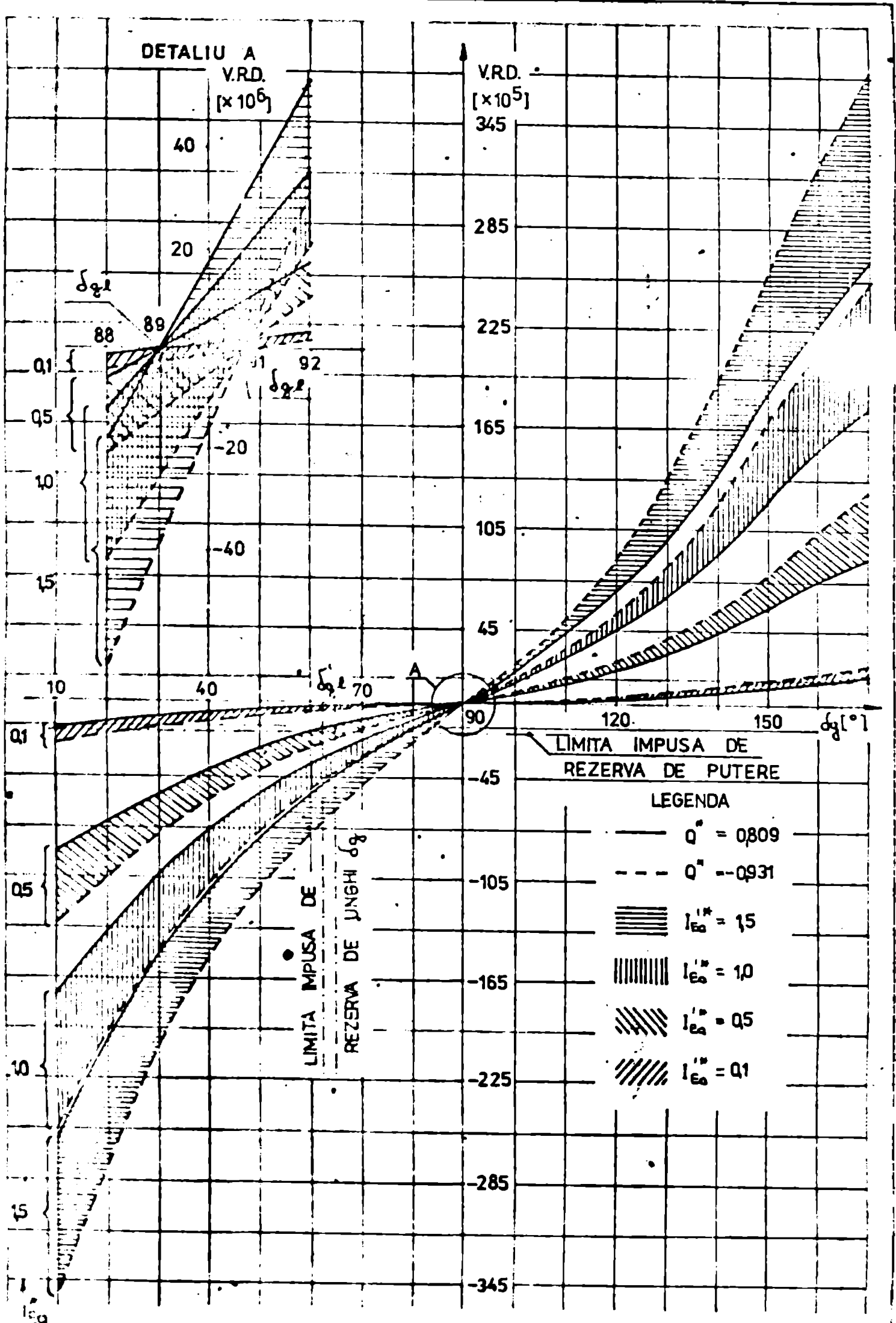


Fig 45 Locul geometric al V.R.D. functie de δ_g pentru $P^* = 0.405$ avind ca parametru pe I_{e0} si Q

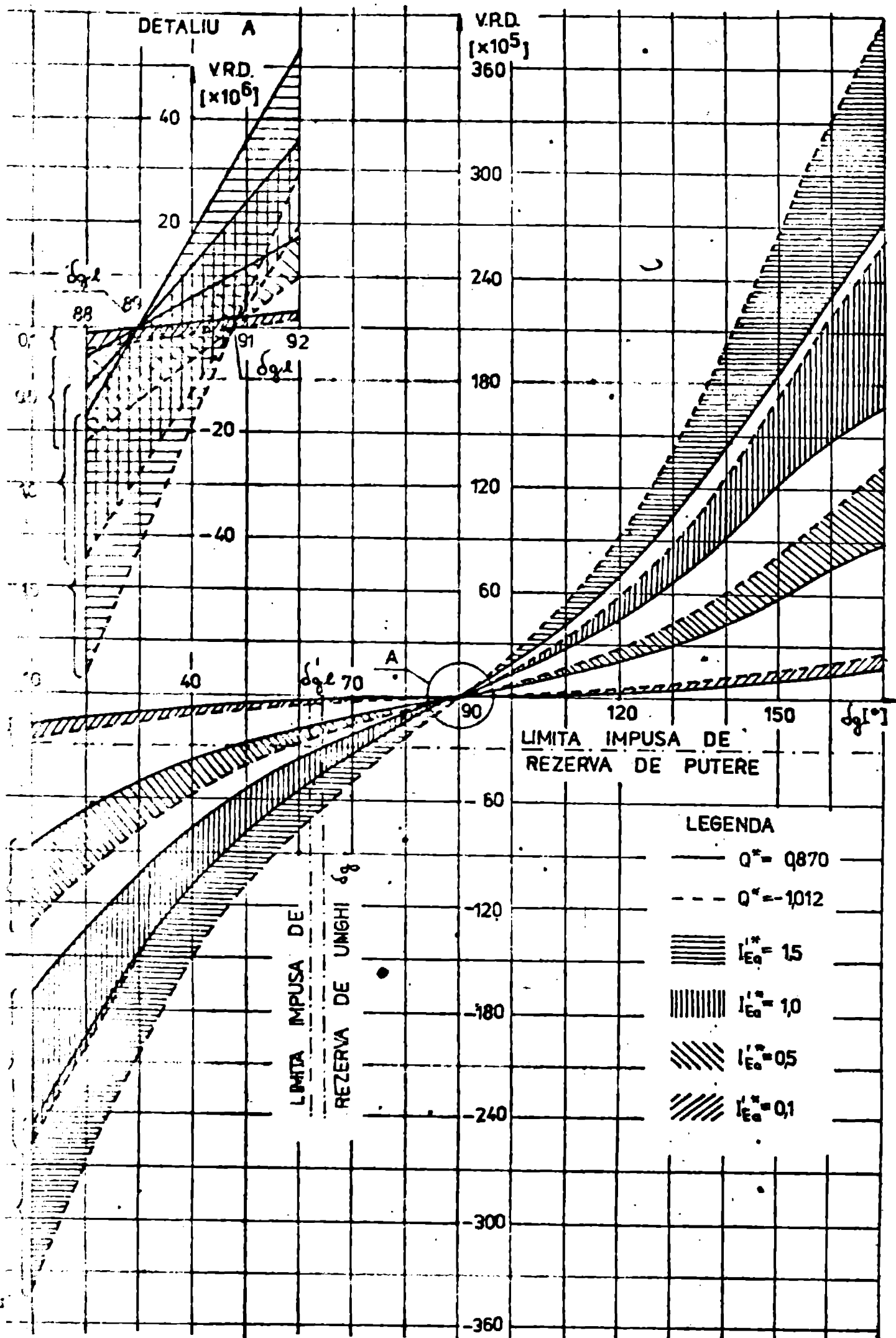


Fig 46 Locul geometric al VRD. functie de δ_g pentru $P^* = 0.0405$ avind ca parametru pe I_{E0}^*

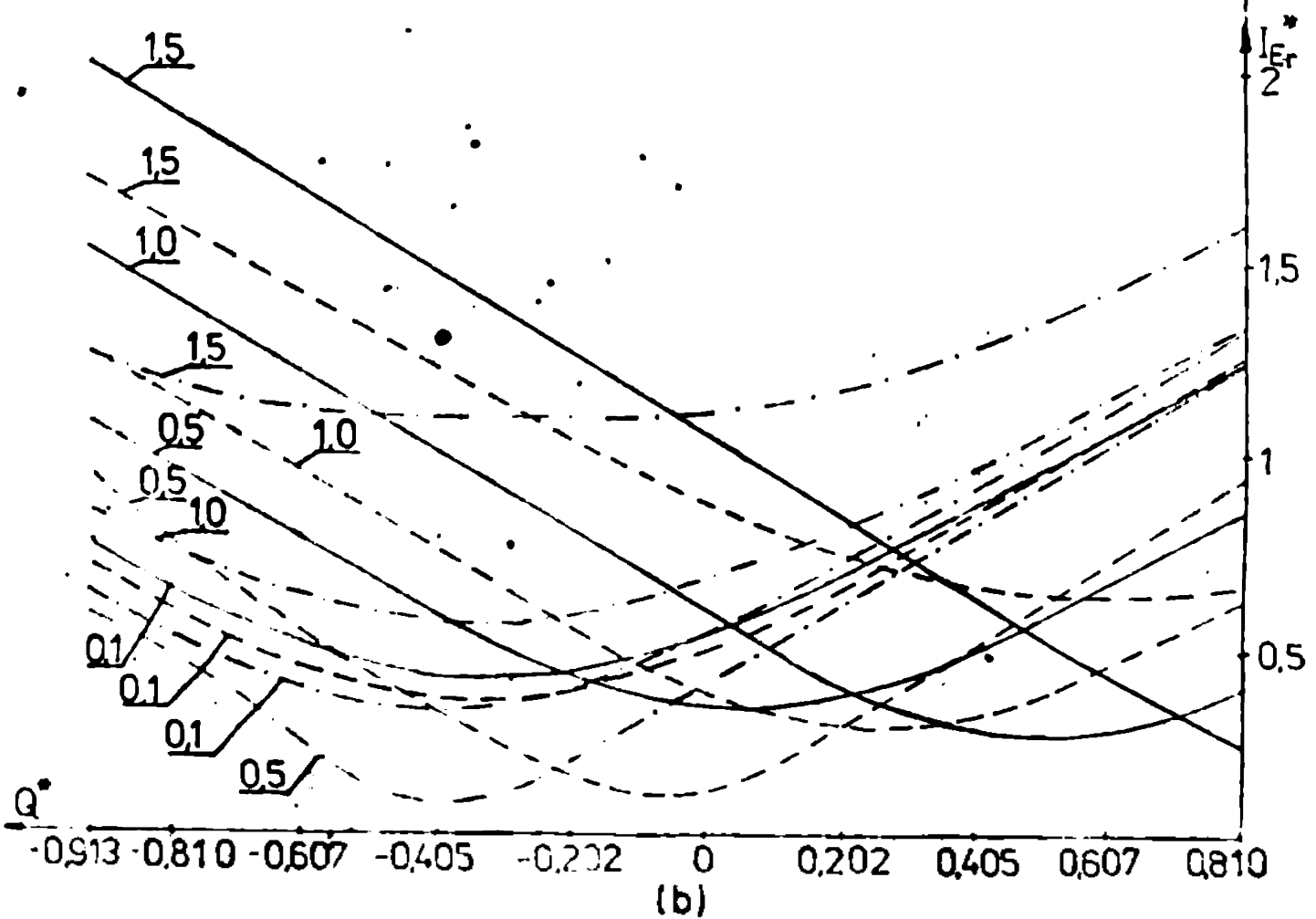
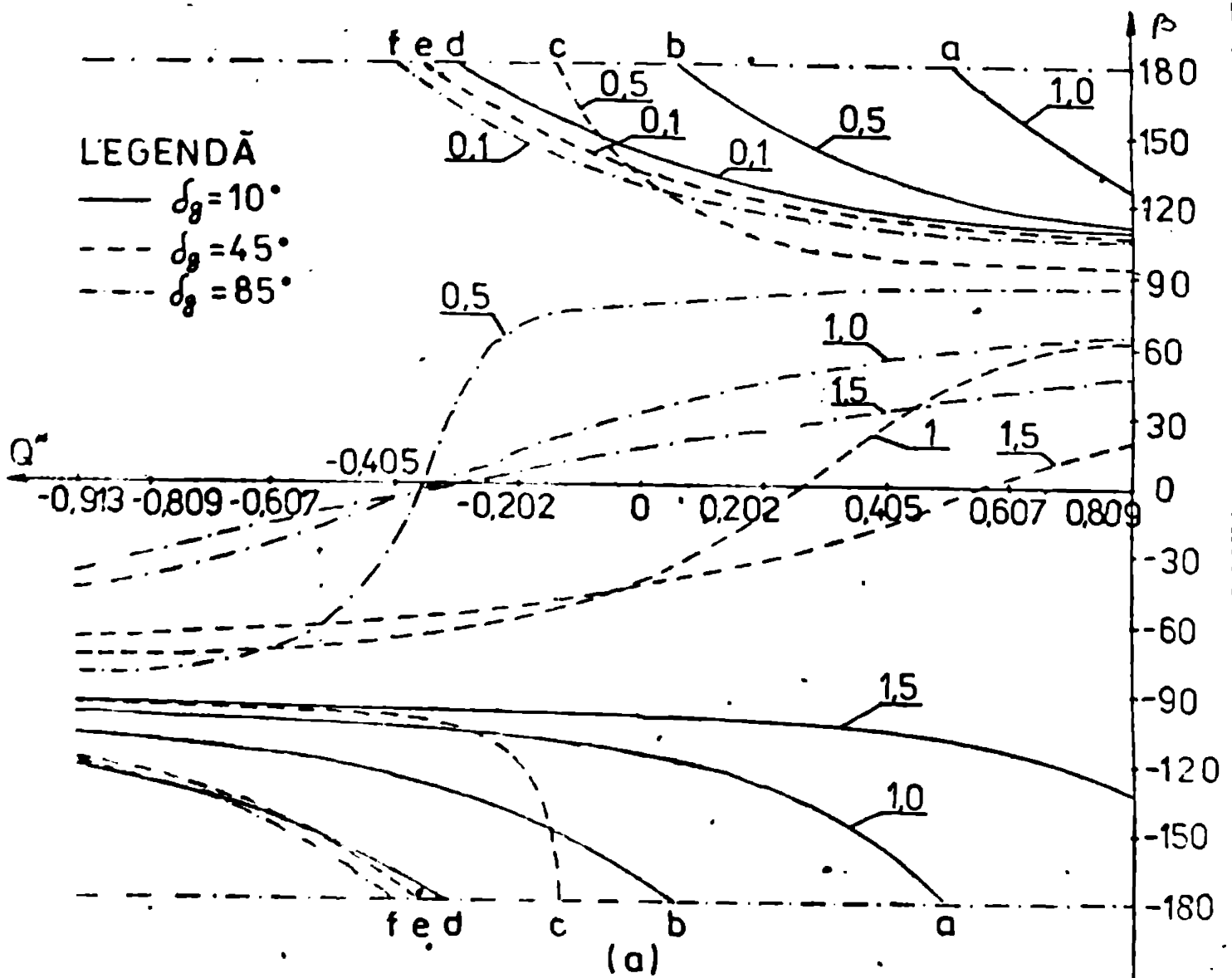
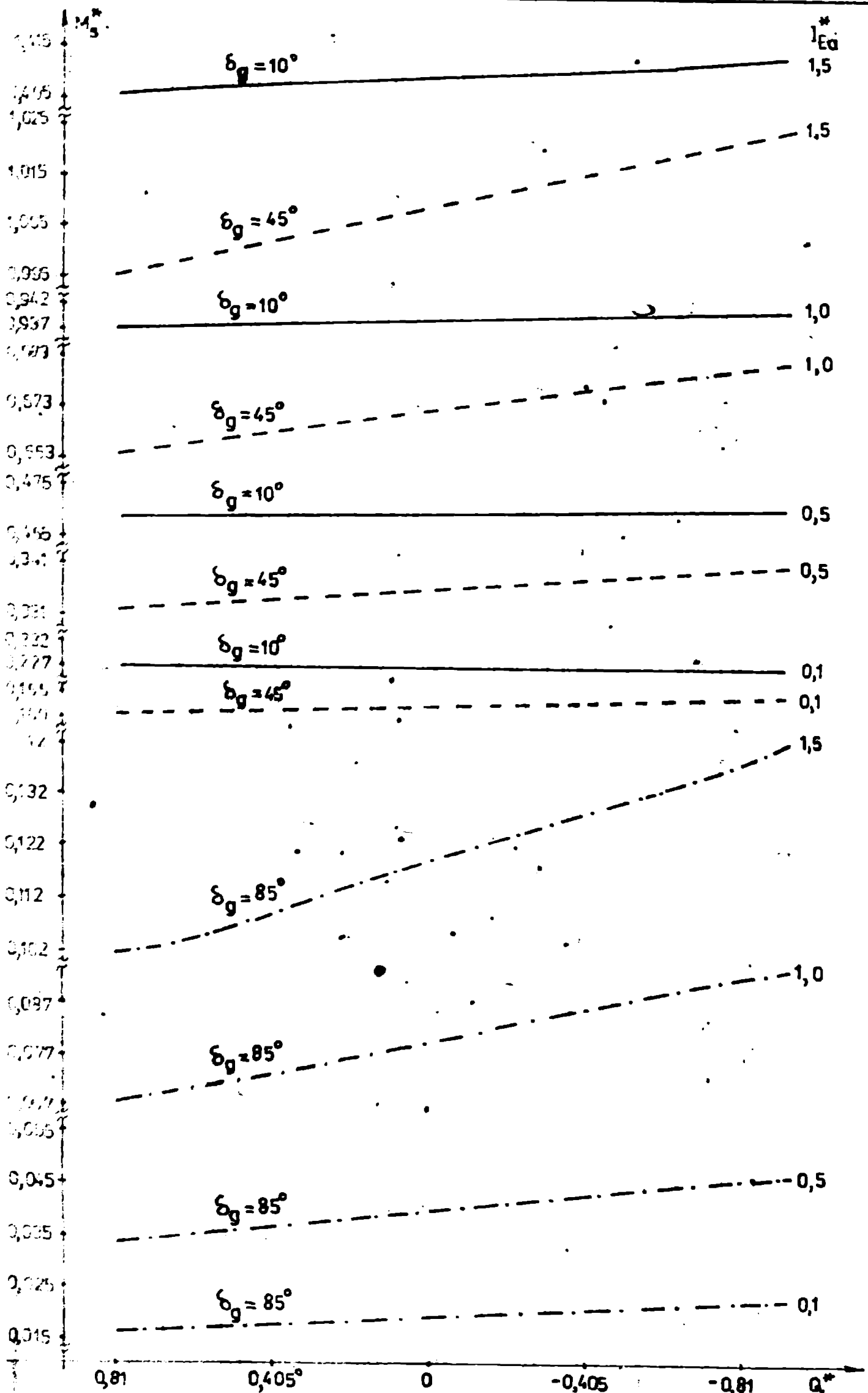


Fig.47. Variația mărimilor β și I_{Er} funcție de Q pentru $P^*=0.405$



2. Variația cuplului sincronizant M_s funcție de Q

Unghiului de tensiune rezerva de putere care se adoptă este de ordinul a (30-45)% /37 p.316/. Corespunzător acestei rezerve de putere, raportată la puterea critică $Q_{cr} = Q_A = -102,1$ /MVar/ (puterea activă la care are loc trecerea de la regimul stabil la regimul instabil) mărimea clasică se poate încerca cu o putere reactivă negativă până la $Q_1 = [(-72) \div (-50,5)]$ /MVar/ (zona îngurată din fig. 4.4), valori cărora le corespund V.K.D. de ordinul:

- pentru $P^* = 0,3095 \rightarrow (0,12 - 0,18) \cdot 10^{-3}$
- pentru $P^* = 0,407 \rightarrow (0,15 - 0,22) \cdot 10^{-3}$
- pentru $P^* = 0,0407 \rightarrow (0,3 - 0,48) \cdot 10^{-3}$

de unde, dacă se consideră procentajul rezervei de putere în condiții cu încălzirea cu putere activă, se pot considera pentru V.K.D. valorile: $0,3 \cdot 10^{-3}$ pentru $P^* = 0,0405$ și $0,18 \cdot 10^{-3}$ pentru $P^* = 0,405$ respectiv $P^* = 0,81$.

Pentru a asigura și la mărimea cu excitație dublă, un grad de stabilitate minim, corespunzător celui din condițiile în care există limita a mărinii clasice, V.K.D. trebuie să nu fie mai mic decât valorile specificate mai sus, respectiv trebuie să fie situate sub linia punct trasată în fig.(4.4),(4.5),(4.6).

De conștient că pentru asigurarea acestui grad de stabilitate există o limită limitată, atât valoarea curentului de excitație activă I_{pa} , cât și unghiul de tîrziu δ_g . Spre exemplificare în tabelul 4.2 se dau ecuațiile limită care, în regimurile analizate, valori exacte de I_{pa} și δ_g (4.7),(4.8),(4.9), de unde se constată că, cu cât unghiul δ_g este mai mic, cu atât I_{pa} trebuie să fie mai departat de δ_g . Totodată valorile curentului I_{pa} pentru care se asigură gradul de stabilitate cerut sînt mai mici decît I_{pa1} .

Deoarece la mărimea cu excitație dublă, spre deosebire de mărimea clasică, mărimea care determină trecerea de la regimul stabil la instabil nu este puterea reactivă Q ci unghiul δ_g , pentru mărimea cu excitație dublă se poate defini o rezervă de stabilitate corespunzătoare unghiului δ_g . Astfel se poate stabili un unghi δ'_{gl} pentru fiecare mărime de putere reactivă Q corespunzător unui "nivel de unghi" precizat în text. Spre exemplificare, în tabelul 4.3 se dau valorile unghiului δ'_{gl} și V.K.D. pentru regiunile analizate, pentru ca la toate (vezi fig. 4.4, 4.5, 4.6) considerînd o rezervă de unghi de 30% să rezultă cu δ_{gl} .

Tabelul 4.4

I_{Ba}^*	$P^* = 0,0405$		$P^* = 0,405$		$P^* = 0,81$	
	Q^*	$\delta_{gl} [^\circ]$	Q^*	$\delta_{gl} [^\circ]$	Q^*	$\delta_{gl} [^\circ]$
0,1	0,57	-	0,51	9	0,607	12
	-1,012	-	-0,931	25	-0,607	23,5
0,5	0,57	47,2	0,51	61	0,607	66
	-1,012	22,5	-0,931	59	-0,607	70
1,0	0,57	64,5	0,51	74	0,607	75
	-1,012	72	-0,931	78,5	-0,607	77
1,5	0,57	72	0,51	79	0,607	79
	-1,012	78	-0,931	82,7	-0,607	82

Tabelul 4.5

I_{Ba}^*	$P^* = 0,0405$			$P^* = 0,405$		
	Q^*	$\delta_{gl} [^\circ]$	V R D	Q^*	$\delta_{gl} [^\circ]$	V R D
0,1	0,57	62,3	$0,3 \cdot 10^{-4}$	0,51	62,31	$0,4 \cdot 10^{-4}$
	-1,012	63,56	$0,5 \cdot 10^{-4}$	-0,931	63,49	$0,5 \cdot 10^{-4}$
0,5	0,57	62,3	$0,18 \cdot 10^{-3}$	0,51	62,31	$0,165 \cdot 10^{-3}$
	-1,012	63,56	$0,23 \cdot 10^{-3}$	-0,931	63,49	$0,24 \cdot 10^{-3}$
1,0	0,57	62,3	$0,33 \cdot 10^{-3}$	0,51	62,31	$0,34 \cdot 10^{-3}$
	-1,012	63,56	$0,44 \cdot 10^{-3}$	-0,931	63,49	$0,41 \cdot 10^{-3}$
1,5	0,57	62,3	$0,48 \cdot 10^{-3}$	0,51	62,31	$0,5 \cdot 10^{-3}$
	-1,012	63,56	$0,64 \cdot 10^{-3}$	-0,931	63,49	$0,65 \cdot 10^{-3}$

I_{Ba}^*	$P^* = 0,81$		
	Q^*	$\delta_{gl} [^\circ]$	V R D
0,1	0,607	62,47	$0,2 \cdot 10^{-4}$
	-0,607	63,23	$0,45 \cdot 10^{-4}$
0,5	0,607	62,47	$0,21 \cdot 10^{-3}$
	-0,607	63,23	$0,27 \cdot 10^{-3}$
1,0	0,607	62,47	$0,35 \cdot 10^{-3}$
	-0,607	63,23	$0,43 \cdot 10^{-3}$
1,5	0,607	62,47	$0,51 \cdot 10^{-3}$
	-0,607	63,23	$0,63 \cdot 10^{-3}$

Din analiza comparativă a tabelelor 4.4 și 4.5 se constată că pentru curenți I_{Ba}^* de valoare mică ($I_{Ba}^* < 0,5$) este mai restrictivă condiția impusă de rezerva de putere reactivă corespunzătoare metodei clasice, iar pentru valori mari ale curentului I_{Ba}^* ($I_{Ba}^* > 0,5$),

este mai restrictivă condiția impusă de rezerva de unghi δ_g .
Acest rezultat că, pentru a asigura un grad de stabilitate limită
corespunzător mașinii clasice, dar în același timp să se asigure
rezervă de unghi δ_g (mai sus s-a impus 30%) curentul de exci-
tație trebuie să fie mai mare decât o anumită limită (în cazul
de față în jur de 0,2 A.D.), care este superioară v. locii I_{B0} .

4. Concluzii.

În cadrul acestui raport, autorul și-a propus, după
cum s-a prezentat, să stabilească condițiile de funcționare sta-
bile a mașinii cu dublă excitație cu câmp de excitație eliberat
de anule rotorului și pe o altă cale decât cea adoptată în capi-
tul precedent.

În afara precizărilor făcute în cadrul paragrafului 1.3
sunt enunțate specific în titlul important:

a) Concluziile privind stabilitatea, condițiile de
funcționării mașinii cu dublă excitație, rezultă din
calculul $\cos \delta_g$, ceea ce este în vedere că V.R.D. = 10^{-9}
și 10^{-9} se pot considera zero, sînt pe deplin confirmate
concluziile pe calculator.

b) Pentru toate regiile de funcționare (P și Q) corespun-
zătoare nu se depășesc limitele impuse de solicitările ma-
chinei active ale mașinii (mai conturul A B C E în fig.
1.2), pentru mașini cu dublă excitație cu câmp variabil
de anule rotorului, în cazul în care se realizează
excitație. Deci în cazul în care, în cazul de față, clasa
de mașini de excitație este de tipul cu dublă excitație
de anule rotorului.

c) Dintre mărimile care caracterizează regimul de funcționare
normal:

- unghiul dintre axa câmpului magnetic din interior și
axa C, exprimat indirect prin unghiul δ_g ;

- curentul de excitație activă I_{B0} și reactivă I_{B2} ;

- unghiul dintre axa câmpului magnetic din interior
și axa C, exprimat indirect prin unghiul δ_g , exprimat în
termeni de:

δ_g și δ_g ;

și în funcție de parametrii mașinii și de condițiile de funcționare.

În cazul în care se realizează excitație și funcționare în
regimul de funcționare normal, atunci în cazul mașinii de
excitație:

- unghiul dintre axa câmpului magnetic din interior și
axa C, exprimat indirect prin unghiul δ_g , exprimat în
termeni de:

δ_g și δ_g și în funcție de parametrii mașinii și de condițiile de funcționare.

b) Dacă funcția este stabilă la unghiuri $\beta \neq \pm \pi/2$, atunci în cazul β_0 nu este direcția lui δ_g , cum este cazul în paragraful anterior.

c) Dacă funcția este stabilă la unghiuri $\beta = \pm \pi/2$, respectiv $\beta = \pm \pi/2$, atunci direcția lui δ_g este direcția activă l_{β_0} în cazul $\beta = \pi/2$ și direcția pasivă l_{β_0} în cazul $\beta = -\pi/2$. Dacă $\beta = \pm \pi/2$ atunci direcțiile active l_{β_0} și l_{β_0} se află în direcțiile lui δ_g și $-\delta_g$ respectiv. Dacă $\beta = \pm \pi/2$ atunci direcțiile active l_{β_0} și l_{β_0} se află în direcțiile lui δ_g și $-\delta_g$ respectiv. Dacă $\beta = \pm \pi/2$ atunci direcțiile active l_{β_0} și l_{β_0} se află în direcțiile lui δ_g și $-\delta_g$ respectiv. Dacă $\beta = \pm \pi/2$ atunci direcțiile active l_{β_0} și l_{β_0} se află în direcțiile lui δ_g și $-\delta_g$ respectiv.

Capitolul 5.

REGIUL STATORAR AL MODELULUI EXPERIMENTAL

M S B D V - 01.

5.1. Prezentarea bazei materiale.

Modelul experimental MSBDV-01 este prima mașină electrică sincronă cu excitație dublă variabilă existentă la ora actuală și este instalată în laboratorul de Partea Electrică a Centralelor al Facultății de Electrotehnică. Ea a fost concepută și proiectată de autor și realizată la Întreprinderea BLS CROMOLOX Timișoara, cu scopul de a justifica, pe cale experimentală, valabilitatea ideii noului tip de mașină sincronă.

5.1.1. Caracteristici constructive.

Modelul experimental M S B D V - 01 (fig.5.1) este o mașină electrică de curent alternativ, de o construcție specială, executată pe scheletul motorului sincron AFI-180-S42 fabricat la Întreprinderea BLS CROMOLOX Timișoara. Pachetele statorice și rotorice au lungimea $l = 180$ mm, fără canale de ventilație, confecționate din tole de bandă elicoidale laminată la rece de 0,5 mm, cu caracteristicile constructive prezentate în tabelul 5.1.

Statorul (fig.5.2) reprezintă inductorul și este identic cu cel al motorului amintit mai sus, iar rotorul (fig.5.3) este inductorul, păstrându-se de la mașina "mamă" (motorul AFI-180-S42) doar pachetul de tole, câmpul magnetic inductor (de excitație) fiind produs de două înfășurări: înfășurarea de excitație activă B_a , de tipul înfășurării de excitație repartizate, utilizată la mașinile sincronizate cu poli plini, a cărei schemă de înfășurare este redată în fig.5.4 și înfășurarea de excitație reactivă B_r , de tipul înfășurării de curent continuu cu colector, a cărei schemă de înfășurare este redată în fig.5.5. Ambele înfășurări sînt amplasate în crestăturile pachetului rotorice.

Pentru alinierea înfășurării de excitație reactivă B_r , se pune o atenție deosebită pe colectorul cu lamele pe care este amplasată și este utilizată la poli plini, care permite alimentarea înfășurării cu curent alternativ (M S B C A) și cu colector cu inele (vezi schema M S B fig.5.1) pentru alimentarea în curent continuu, printr-un sistem static de contacte (M S B C C). Se face remarca că, în cea de-a doua etapă, înfășurarea B_r este alimentată numai în curent alternativ.

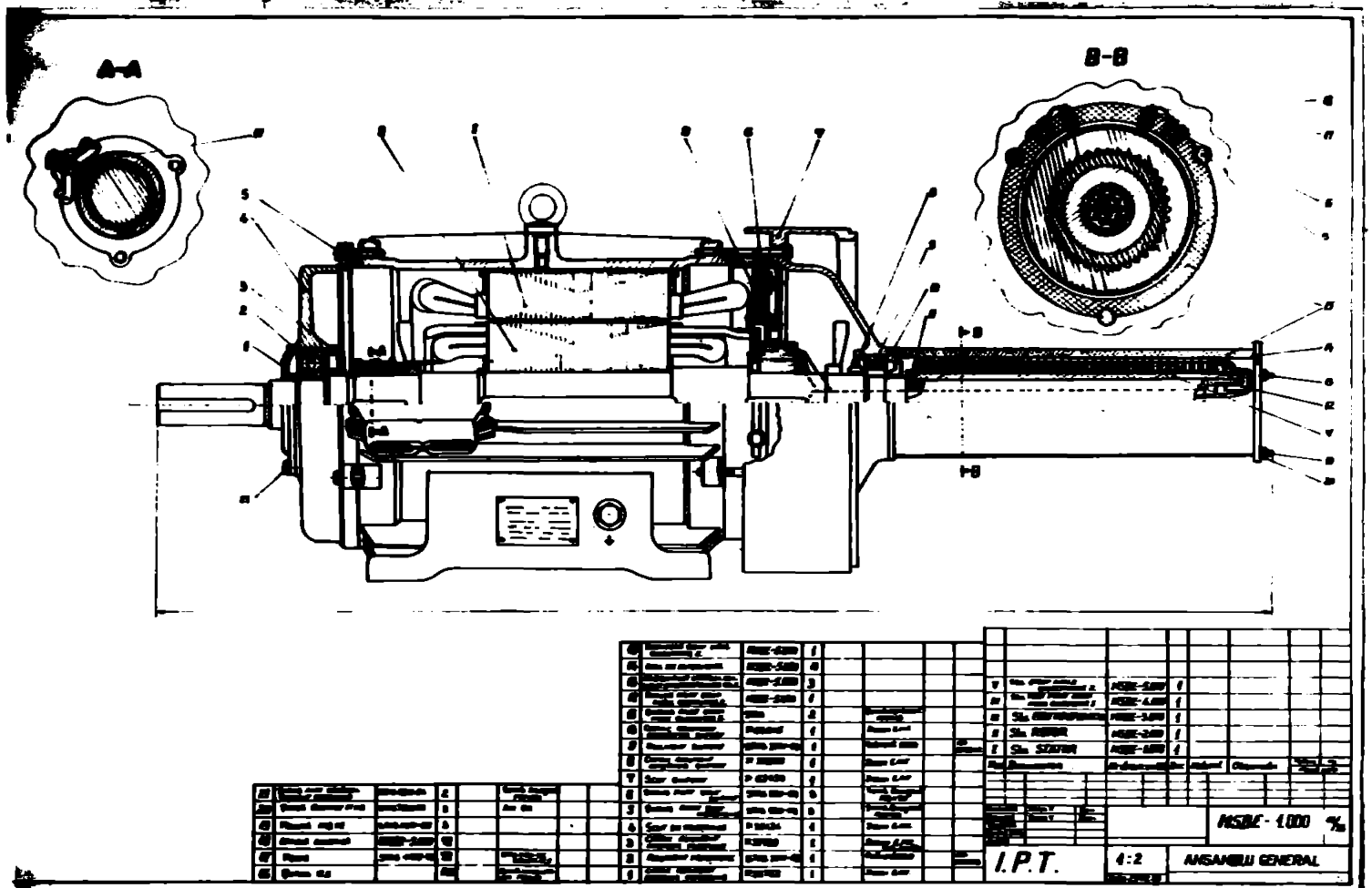


Fig. 5.1. Ansamblu general al modului experimental MSDV-01.

Tabelul 5.1

Caracteristicile	Simbol	Unit. de măs.	T o l ă		Obs.
			Statorică	Rotorică	
Diametrul	D	mm	165	163	
Alteza dintelui	a_d	"	5,5	5,7	
Alteza gîmei dintelui	a_g	"	27	35	Dinții sînt
Alteza creștăturii	L_c	"	5,3	8,5	cu pe-
Alteza capului	h_c	"	23,5	17,1	reții
Rădăcina creștăturii	r_c	"	10,8	14,2	para-
Rădăcina creștăturii	r_c	"	3	3	leli
Unghiul de creștătură	α	"	48	36	

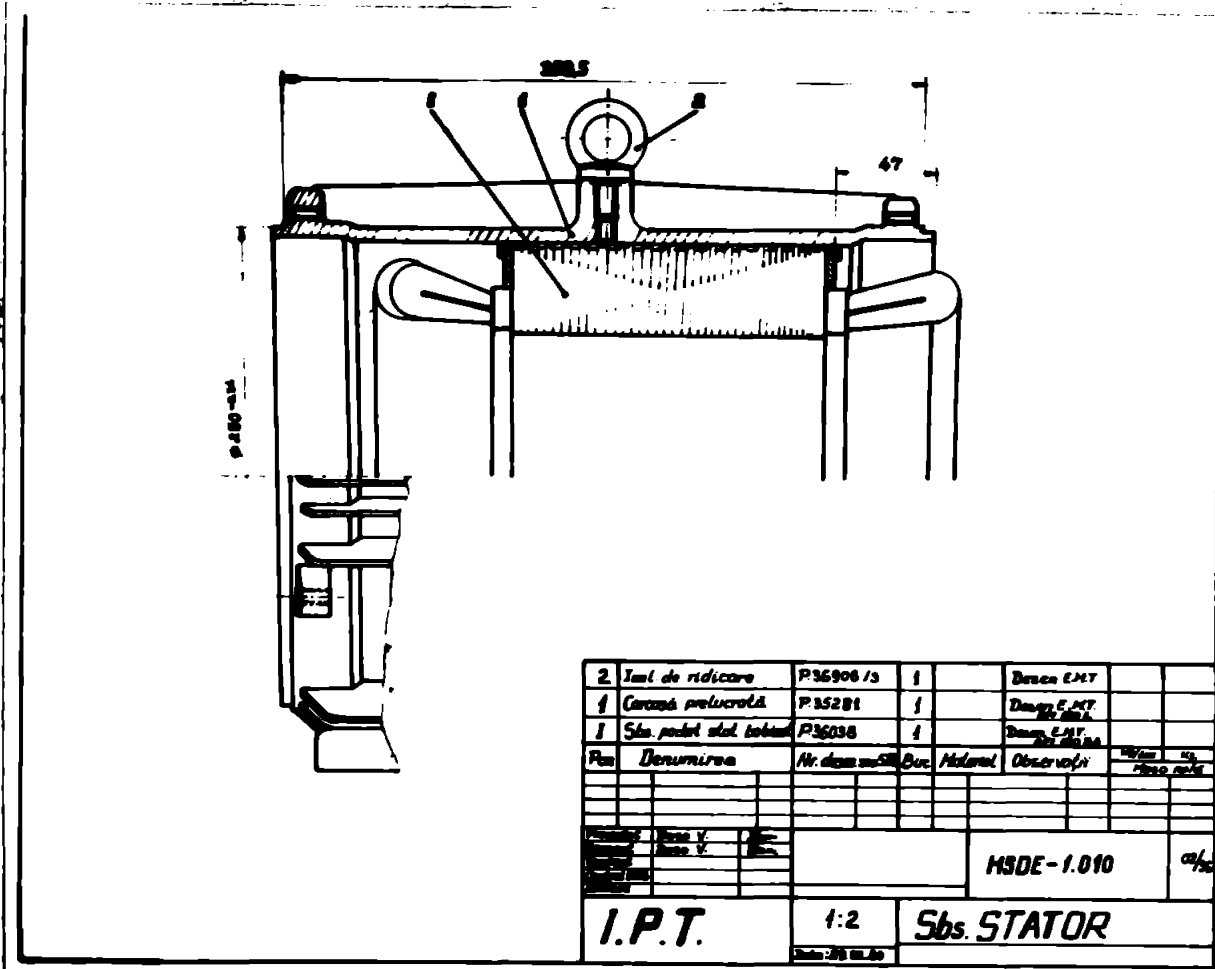


Fig.5.2. Statorul modelului experimental MSDV-01.

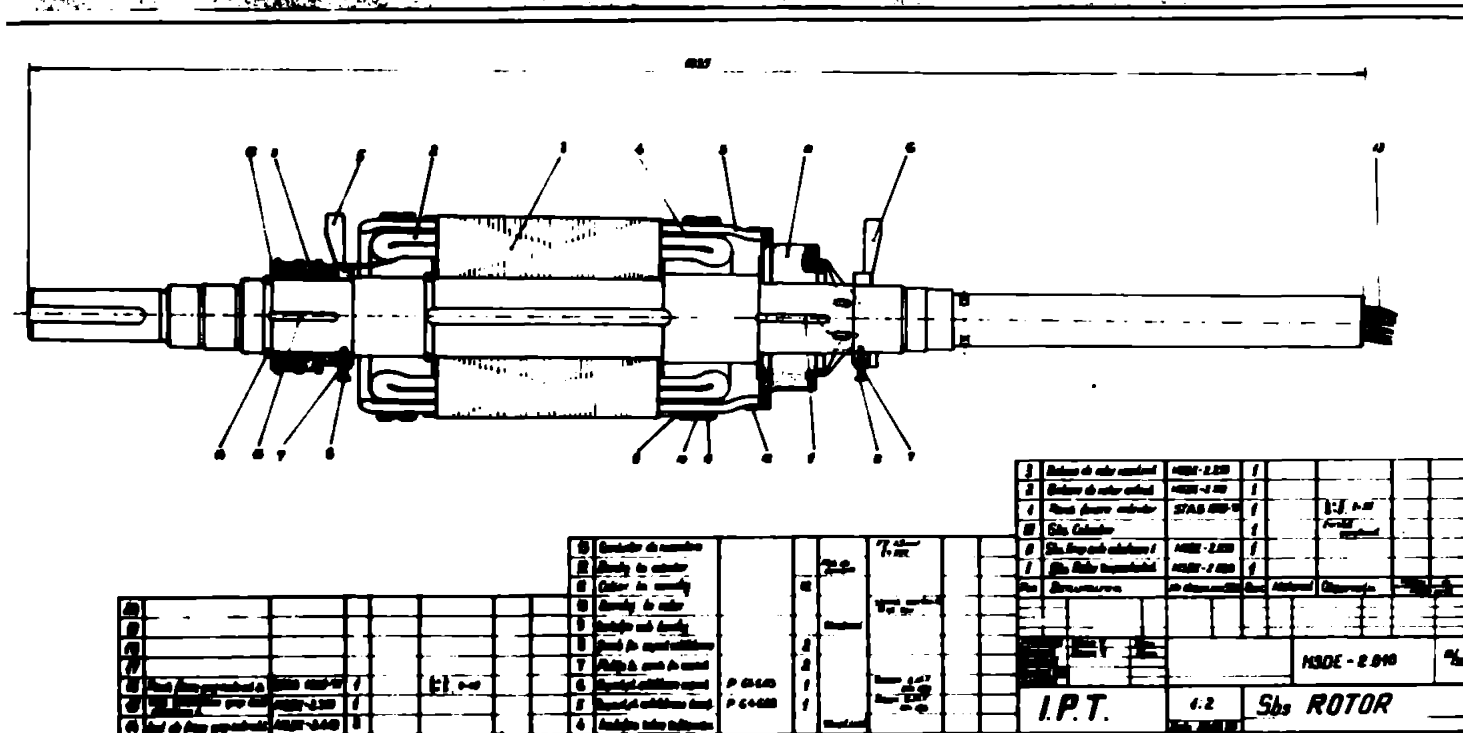


Fig.5.3. Rotorul modelului experimental MSDV-01.

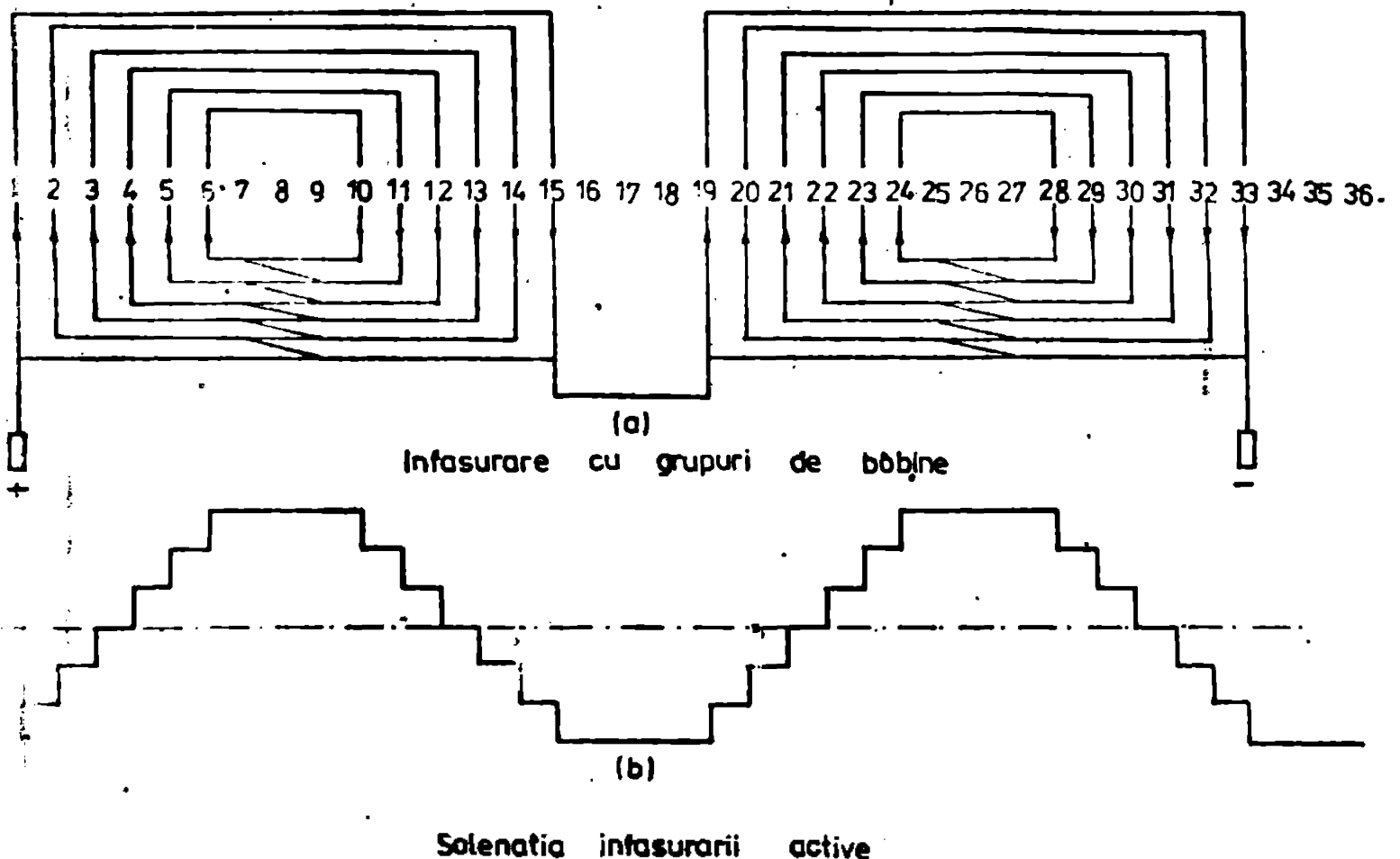


Fig.5.4. Infășurarea de excitație activă B_a .

- a - Schema desfășurată a infășurării;
- b - Curba solenatiei.

5.1.2. Caracteristici tehnice.

Proiectarea modelului experimental a fost efectuată conform metodei de proiectare a cuplurilor înțoronă clasică, doar că datorită dimensiunilor geometrice limitate de scheletul mașinii "bazată" nu s-a respectat ordinea firească a bobinelor. S-a urmărit o dimensionare tehnico-economică a mașinii, și crearea unui model care să funcționeze în condițiile cuplării la rețeaua de joasă tensiune a SE cu scopul de a verifica experimental, concluziile la care s-a ajuns pe cale teoretică în capitolele 3 și 4.

Circuitul magnetic și infășurarea statorică a modelului experimental sînt ale motorului asincron AFI 180-S42, cu deosebirea că la modelul experimental, grupul de bobine ale unei faze statorice s-a conectat în serie, infășurarea devenind cu o singură cale de curent ($a=1$). Aceasta a condus la obținerea caracteristicii de funcționare în gol prezentată în figura 5.6, care diferă de caracteristica standard, punctul de funcționare pentru sarcinile nominale aflîndu-se pe porțiunea liniară a acesteia, neintervenind saturația.

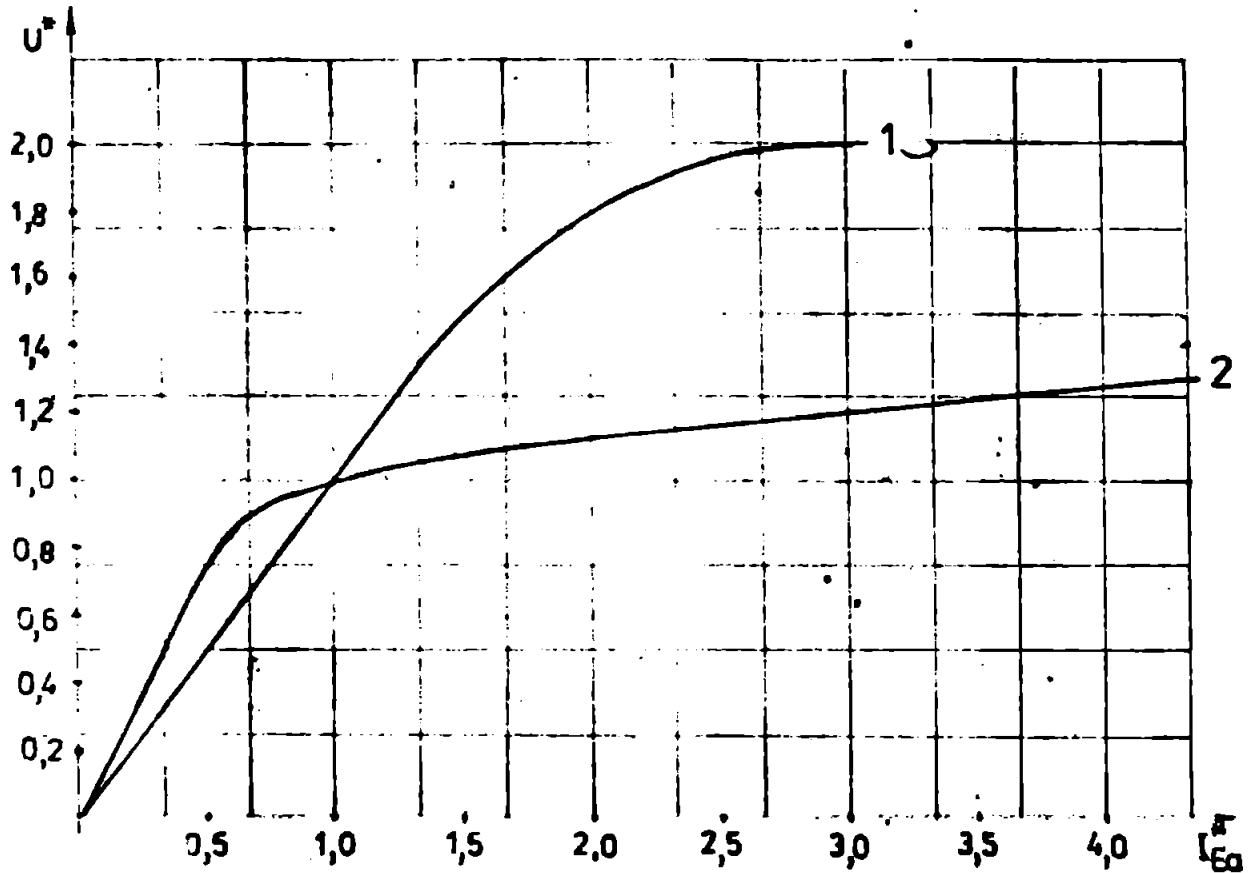


Fig. 9.5. Caracteristica de mers in gol a modelului experimental
S.B.D.V - 01.
1 - pentru $a=1$; 2 - pentru $a=2$

Principali parametri tehnici ai modelului experimental S.B.D.V-01, stabiliți la proiectarea acestuia, sînt după cum urmează:

a) Parametri funcționali:

- Puterea mecanică nominală ... $P_n = 5 \text{ kW}$;
- Tensiunea nominală statorică ... $U_n = 380 \text{ V}$;
- Factorul de putere ... $\cos \varphi = 0,8$;
- Frecvența ... $f = 50 \text{ Hz}$;
- Viteza ... $n = 1500 \text{ rot/min.}$

b) Într-un stator:

- Numărul de faze ... $m = 3$;
- Numărul de spire pe fază ... $N = 208$;
- Factorul de acurtare ... $k_s = 0,991$;
- factorul de zonă ... $k_q = 0,958$;

c) Într-un rotor:

- Numărul de spire la inducția ... $k_{Ba} = 119$;

- Numărul de conductoare la înfășurarea E_r ... $N_{Br} = 792$;
- Coeficientul de formă al câmpii polare ... $k_e = 1,03$;
- Coeficientul de formă al câmpului longitudinal ... $k_{ad} = 1$.

Încercările experimentale ale modelului MSBDV-01/20/, au condus la obținerea următorilor parametri ai acestuia.

- Rezistența fazelor înfășurării statorice ... $R = 0,85 \Omega$
- Reactanța sincronă ... $X_B = 150,27 \Omega$
- Reactanța utilă (de reacție) ... $X_u = 148,26 \Omega$

5.1.3. Standul de probă.

Încercările în regim staționar, ale modelului experimental MSBDV-01 (vezi fig.5.7), au fost efectuate în standul de probă prezentat în fig.5.8, a cărui schemă electrică este redată în fig.5.9.

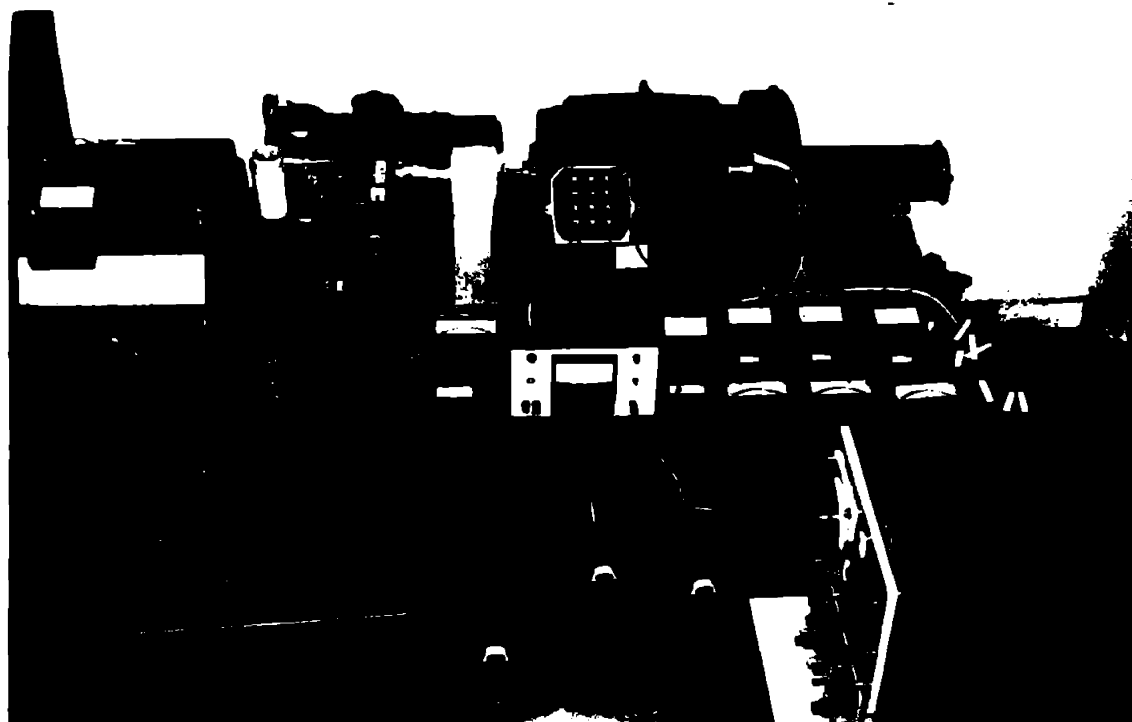


Fig.5.7. Modelul experimental MSBDV-01.

Mașina electrică sincronă MSBDV-01 este cuplată mecanic cu un motor de curent alternativ de 2,5 kw, cu caracteristică mecanică, care asigură rotația sa. Înfășurarea de excitație activă E_r este alimentată de la o sursă de curent continuu, pe lângă aceasta, iar înfășurarea de excitație reactivă E_r este alimentată de la bornele rețelei, uneori prin intermediul unui transformator trifazat, și are o comandă manuală.

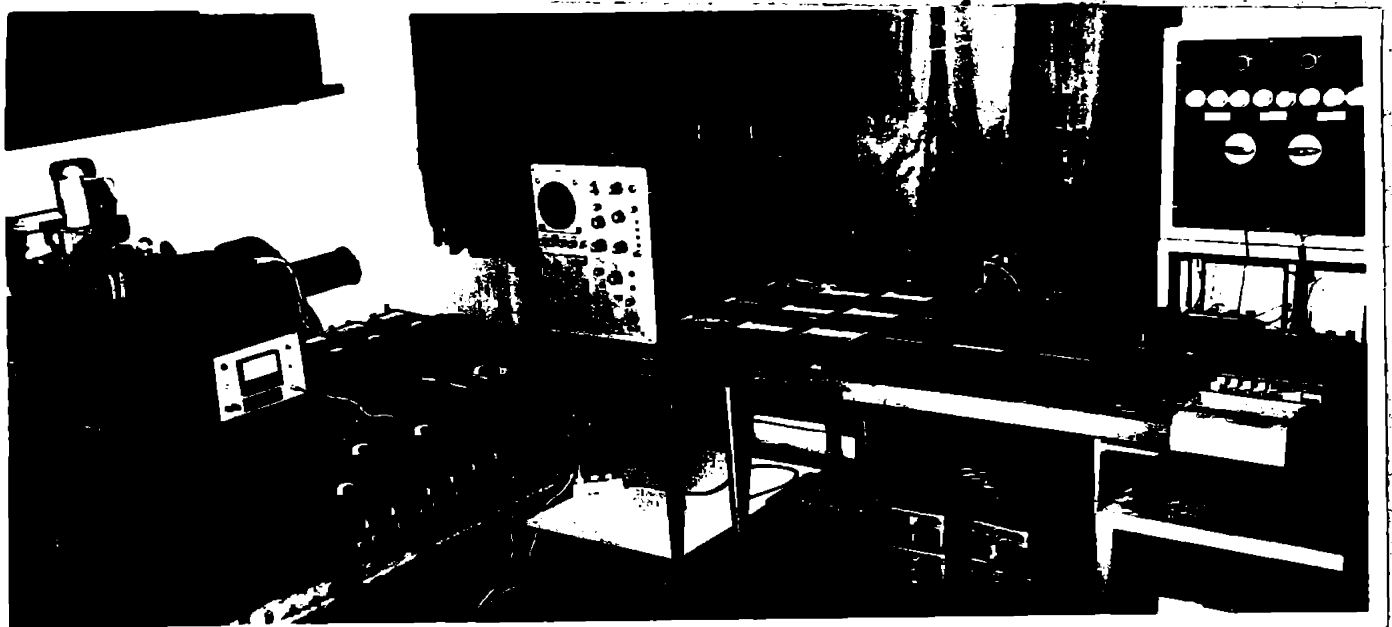


Fig.5.8. Vedere generală a standului de probă.

La stand se pot realiza modificări ale valorii cuplului la sarcină M , ale valorii curenților de excitație activă I_{Ba} și reacție I_{Br} , precum și a unghiului β prin modificarea poziției perifericului colector.

5.2. Regimul staționar de funcționare a modelului experimental MSBDV-01. Încercări experimentale.

5.2.1. Funerea în paralel a mașinii cu rețeaua și încercarea acesteia.

Conectarea mașinii la rețeaua trifazată se realizează prin procedeu de sincronizare în gol. Mașina sincronă este adusă, mai întâi, la turația nominală și pe urmă este excitată la tensiunea nominală numai prin interacțiunea înfășurării de excitație activă E_a , înfășurarea de excitație reactivă E_r fiind nealimentată (întreruptorul I_4 din fig.5.9 este deschis iar cursorul transformatorului pe poziția zero). Egalițarea tensiunilor se obține reglând pe I_{Ba} . Pentru egalițarea frecvențelor, prin reglajul fin al turației motorului de antrenare al mașinii sincrone. Când sînt îndeplinite condițiile de sincronizare, condiții care se verifică întocmai ca la punerea în paralel a mașinilor sincrone clasice, se conectează mașina la rețea (se închide întreruptorul I_1 , vezi fig.5.9), după care se cuplează la rețea și transformatorul pentru alimentarea înfășurării de excitație reactivă E_r (se închide I_4 , fig.5.9).

După conectarea la rețea mașina funcționează în gol. Pentru încercarea acesteia se va proceda conform celor stabilite în para-

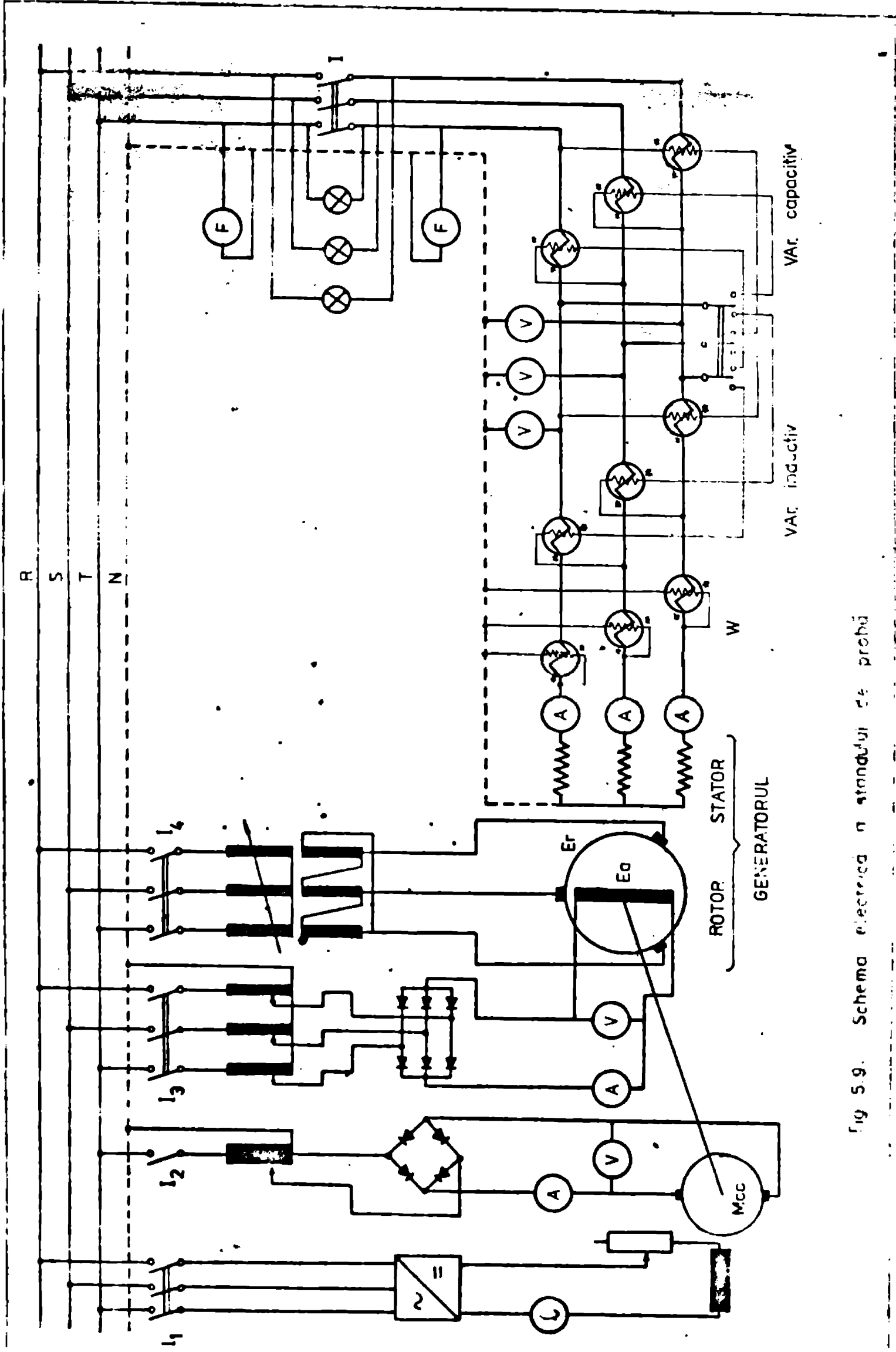


Fig 5.9. Schema electrica a standului de probă

3.2.4.3 și anume, se reglează curenții de excitație I_{Er} /sau I_{En} pentru încărcarea cu putere reactivă, respectiv cuplul licat la arborele mașinii, pentru încărcarea cu putere activă.

5.2.2. Caracteristicile de funcționare în regim staționar ale modelului experimental M S E D V - 01.

În figurile 5.10 - 5.13 se prezintă rezultatele calculului numeric al caracteristicilor de funcționare în regim staționar, pentru modelul experimental MSEDV-01, efectuat cu programul de calcul prezentat în anexa A.3.1, precum și rezultatele încercărilor experimentale (x) pentru puterile activă P și reactivă Q precum și pentru curenții I, ale căror valori, în unități absolute, sînt date în tabelul 5.2. În figurile (5.10...5.13), mărimile sînt exprimate în unități relative, mărimile de bază fiind: $S_D = 3,125$ kVA iar $U_n = 380$ V.

S-au ridicat toate tipurile de caracteristici prezentate în paragraful 3.2.4.3 chiar și în condițiile funcționării modelului experimental, ca o mașină clasică (vezi fig.5.12), plaja mărimilor calculate fiind mai largă decît cea a încercărilor experimentale. Încercările s-au efectuat în special pentru zona încărcării cu putere reactivă capacitivă, mergînd pînă la unghiuri de sarcină $\varphi_g / \pi/2$, deci pînă la limita stabilită naturală (linia trasată întrerupt în figurile 5.10, 5.11, 5.12) a mașinii clasice. Ținînd cont de cele stabilite în paragraful 3.2.4.3, toate caracteristicile, mai puțin cele funcție de unghiul β , s-au ridicat pentru $\beta = -\pi/2$. Din analiza acestor caracteristici se constată următoarele:

a) Existența unei corespondențe bune între caracteristicile calculate și porțiunile acestora ridicate experimental, erorile în majoritatea cazurilor fiind sub 5% (vezi tabelul 5.2). Erori mai mari sînt la curenți, unde este explicabil, întrucît valorile acestora sînt mici;

b) Caracteristicile au evoluat conform celor stabilite în paragraful 3.2.4.3;

c) S-a ajuns și la desprinderea mașinii din sincronism în zonele marcate cu (x) în figurile 5.11 și 5.12, zone care după cum se observă din aceste figuri corespund, într-adevăr, situației cînd unghiul δ_g atinge valoarea de 90° .

d) Din fig.5.10 se remarcă că, într-adevăr, pentru $\beta = -\pi/2$,

la modificarea curentului de excitație reactivă I_{Er} unghiul β nu se modifică decât în limite foarte restrinse și nu apar condiții de aprindere a mașinii din sincronism.

Obs.: Faptul că există o corespondență bună între valorile calculate și cele determinate experimental, cu toate că modelul utilizat nu ia în considerare saturația, se poate explica prin faptul că punctul de funcționare se află pe porțiunea liniară a caracteristicii de magnetizare (vezi fig.5.6).

Valori experimentale sunt numai pentru P, Q și I deoarece numai aceste mărimi s-au putut măsura direct.

Tabelul 5.2

Mărimi de intrare							Mărimi de ieșire								
M		I_{ea}		I_{Er}		β	P [W]			Q [Var]			I [A]		
[Nm]	[ur]	[A]	[ur]	[A]	[ur]	[°]	măsu- rat	cal- culat	$\Delta P\%$	măsu- rat	cal- culat	$\Delta Q\%$	măsu- rat	cal- culat	$\Delta I\%$
0,12	0,009	0,35	0,092	4,05	0,157	-90	16,8	17,6	-4,6	-1179,6	-1171,9	0,6	1,80	1,78	1,1
-	-	1,23	0,119	-	-	-	20,7	21,3	-2,8	-1069,1	-1083,4	-1,3	1,55	1,60	-2,9
-	-	2,05	0,198	-	-	-	24,0	24,1	-0,4	-851,7	-843,9	0,9	1,22	1,25	-2,1
-	-	3,05	0,295	-	-	-	27,5	26,6	3,4	-567,7	-552,0	2,8	0,86	0,81	5,3
-	-	4,01	0,388	-	-	-	28,5	28,0	1,8	-269,3	-271,6	-0,8	0,43	0,40	6,3
-	-	4,41	0,427	-	-	-	29,4	28,3	3,8	-149,8	-154,9	-3,4	0,22	0,23	-5,4
-	-	4,90	0,474	-	-	-	29,8	28,4	4,6	-11,9	-11,7	2,0	0,04	0,05	-12,5
-	-	6,00	0,581	-	-	-	29,0	28,7	3,9	296,8	309,1	-4,1	0,49	0,46	6,5
1,33	0,067	2,50	0,242	3,05	0,118	-90	200,0	206,8	-3,4	-592,9	-593,3	-0,05	0,96	0,95	1,2
-	-	3,00	0,290	-	-	-	207,5	207,8	-0,2	-443,4	-445,2	-0,4	0,77	0,74	3,7
-	-	3,50	0,339	-	-	-	210,5	208,5	0,9	-305,3	-298,7	2,1	0,53	0,50	5,7
-	-	4,05	0,387	-	-	-	203,5	208,9	0,3	-151,5	-153,1	-1,04	0,40	0,39	2,2
-	-	4,48	0,434	-	-	-	209,0	209,1	-0,04	-13,8	-14,2	-2,4	0,32	0,31	1,5
-	-	4,96	0,480	-	-	-	199,5	208,9	-4,7	118,9	124,8	-4,9	0,38	0,37	3,4
-	-	5,35	0,518	-	-	-	197,5	208,7	-5,7	234,7	237,0	-1,0	0,50	0,48	4,6
-	-	5,80	0,561	-	-	-	195,3	208,2	-6,6	355,1	366,8	-3,3	0,61	0,64	-4,5
-	-	6,25	0,605	-	-	-	195,0	207,5	-6,4	467,6	496,4	-6,1	0,90	0,81	9,8
0,14	0,007	1,23	0,120	0,05	0,000	-90	21,5	20,0	6,9	-548,8	-582,6	-6,1	0,84	0,87	-4,1
-	-	-	-	0,55	0,037	-	20,3	19,2	5,5	-671,2	-691,8	-3,1	1,01	1,04	-2,7
-	-	-	-	1,59	0,077	-	18,0	18,1	-0,3	-796,7	-810,5	-1,7	1,18	1,21	-2,5
-	-	-	-	3,00	0,117	-	17,4	16,7	3,7	-924,5	-929,2	-0,5	1,34	1,39	-3,9
-	-	-	-	4,08	0,158	-	15,8	15,3	3,5	-1072,1	-1050,2	2,04	1,55	1,57	-1,5
-	-	-	-	5,02	0,195	-	14,2	13,7	3,5	-1166,4	-1161,8	2,1	1,75	1,74	0,5

Tabelul 5.2 (continuare)

Mărimi de intrare							Mărimi de ieșire								
M	I_{EB}		I_{ER}		β	P[W]			Q[Var]			I[A]			
[Nm] [u.r]	[A]	[u.r]	[A]	[u.r]	[°]	măsu- rat	cal- culat	$\Delta P\%$	măsu- rat	cal- culat	$\Delta Q\%$	măsu- rat	cal- culat	$\Delta I\%$	
0,005	2,73	0,264	0,00	0,000	-90	197,5	202,7	-2,6	-168,5	-177,1	-5,1	0,43	0,41	5,8	
"	"	"	0,96	0,037	"	197,3	202,3	-2,6	-284,9	-287,2	-0,8	0,55	0,53	3,6	
"	"	"	1,53	0,077	"	196,0	201,8	-2,9	-414,4	-404,2	2,5	0,69	0,68	1,4	
"	"	"	3,11	0,121	"	195,0	201,1	-3,1	-552,1	-533,9	3,3	0,90	0,86	4,6	
"	"	"	4,15	0,161	"	191,2	200,2	-4,7	-673,3	-653,3	2,9	1,06	1,03	3,0	
"	"	"	5,23	0,203	"	188,6	199,0	-5,5	-796,7	-776,9	2,5	1,24	1,21	2,7	
0,015	4,80	0,465	0,00	0,000	-90	45,0	46,3	-2,9	437,0	438,8	-0,4	0,64	0,66	-3,6	
0,050	"	"	"	"	"	147,5	154,0	-4,4	428,7	430,5	-0,4	0,65	0,68	-5,7	
0,073	"	"	"	"	"	217,5	226,7	-4,2	420,0	420,1	-0,03	0,69	0,71	-3,5	
0,090	"	"	"	"	"	270,0	279,7	-3,6	411,3	410,0	0,3	0,75	0,74	1,1	
0,120	"	"	"	"	"	377,5	393,4	-4,2	389,7	380,9	2,3	0,83	0,82	1,4	
0,147	"	"	"	"	"	437,5	457,2	-4,5	359,4	360,0	-0,2	0,86	0,87	-1,2	
0,175	"	"	"	"	"	526,4	544,3	-3,4	326,3	325,7	0,2	0,99	0,95	4,2	
0,233	"	"	"	"	"	681,4	703,1	-3,2	208,6	218,7	-4,8	1,10	1,12	-2,3	
0,291	"	"	"	"	"	850,7	893,7	-5,1	101,3	93,7	7,5	1,36	1,35	0,2	
0,350	"	"	"	"	"	1063,2	1086,3	-2,2	-89,5	-94,8	-5,9	1,69	1,63	3,5	
0,015	4,95	0,479	3,02	0,117	-30	45,0	45,8	-1,8	125,6	129,6	-3,2	0,23	0,20	10,9	
0,040	"	"	"	"	"	137,5	141,6	-3,0	116,9	122,8	-5,0	0,28	0,27	3,5	
0,077	"	"	"	"	"	237,5	239,6	-0,9	99,6	105,5	-5,9	0,37	0,39	-5,0	
0,113	"	"	"	"	"	345,0	353,9	-2,6	77,9	80,7	-3,5	0,56	0,54	4,0	
0,157	"	"	"	"	"	420,0	426,0	-1,6	60,6	59,6	1,6	0,61	0,64	-5,0	
0,168	"	"	"	"	"	535,0	523,3	2,2	25,9	25,2	2,7	0,80	0,77	3,1	
0,200	"	"	"	"	"	631,4	622,6	1,4	-16,9	-18,6	-10,3	0,89	0,92	-3,7	
0,262	"	"	"	"	"	800,1	803,1	-0,4	-109,3	-103,1	5,7	1,23	1,22	1,2	
0,312	"	"	"	"	"	931,8	946,9	-1,6	-243,6	-250,0	-2,6	1,45	1,48	-2,0	
0,350	"	"	"	"	"	1070,7	1081,6	-1,4	-389,9	-376,9	3,3	1,73	1,70	1,6	
0,031	4,95	0,479	3,02	0,117	-50	91,0	98,2	-7,9	168,2	164,9	2,0	0,30	0,28	6,1	
"	"	"	"	"	-60	94,0	98,3	-4,5	148,6	140,1	5,7	0,27	0,25	7,1	
"	"	"	"	"	-70	92,5	98,3	-6,3	139,1	123,6	11,2	0,26	0,23	10,7	
"	"	"	"	"	-80	93,8	98,3	-4,8	128,2	115,4	9,9	0,23	0,22	3,1	
"	"	"	"	"	-90	99,2	98,3	0,9	125,2	115,5	7,8	0,22	0,22	0,0	
"	"	"	"	"	-100	102,5	98,3	4,1	129,0	123,8	4,1	0,27	0,23	14,1	
"	"	"	"	"	-110	102,5	98,3	4,1	155,9	140,0	10,2	0,26	0,25	3,5	
"	"	"	"	"	-120	101,3	98,2	3,1	170,2	164,1	3,5	0,30	0,28	6,3	
"	"	"	"	"	-130	97,5	98,1	-0,7	200,8	195,9	2,4	0,31	0,32	-3,9	

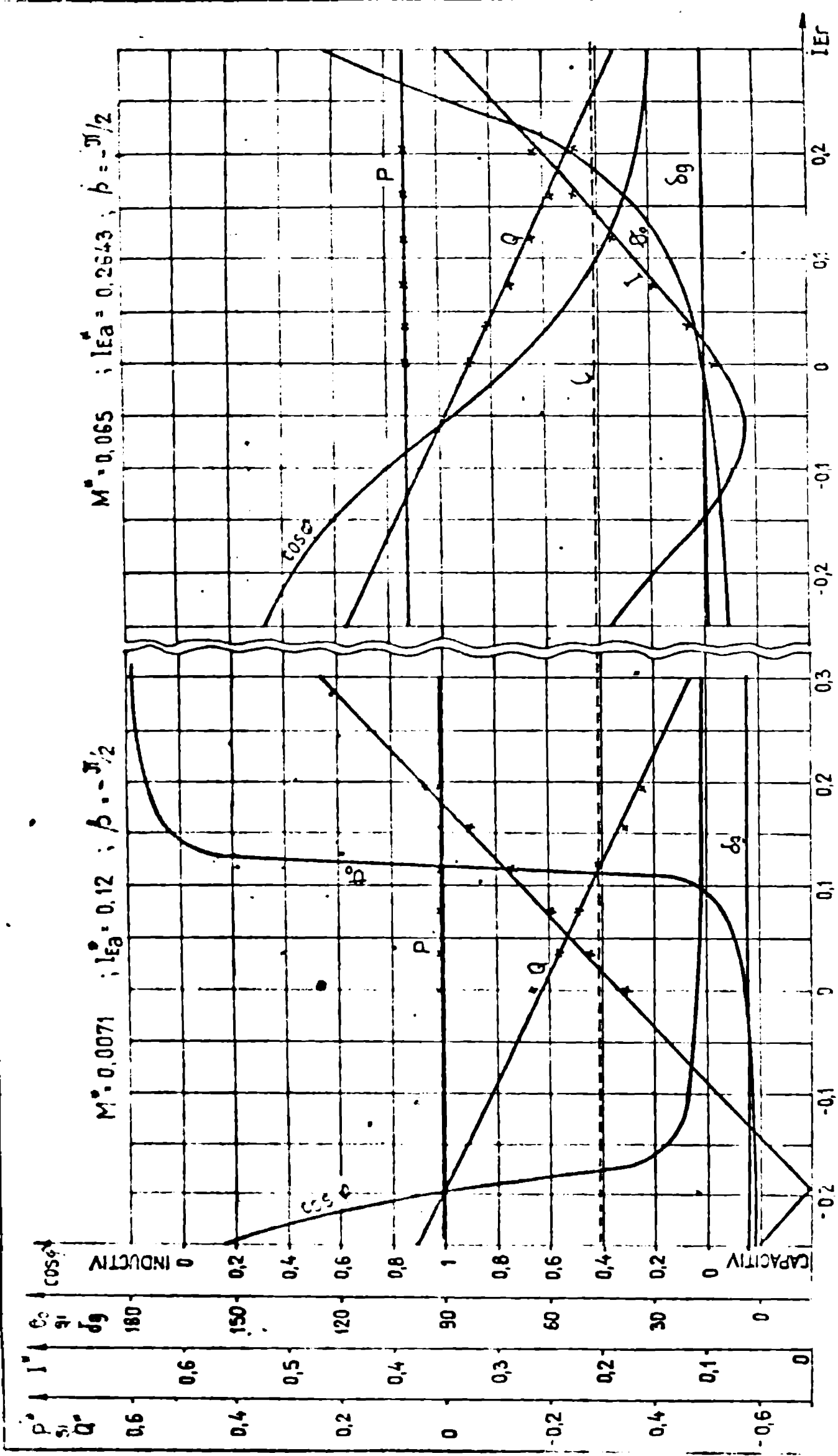


Fig. 5.10 Caracteristicile $P \cdot f(I_{Er})$; $Q \cdot f(I_{Er})$; $I = f(I_{Er})$; $\cos \phi = f(I_{Er})$; $\delta g = f(I_{Er})$; $\delta \phi = f(I_{Er})$ ale M.E.D.V-01 exprimate în u.r., având ca parametri: p ; M , I_{E0} și β

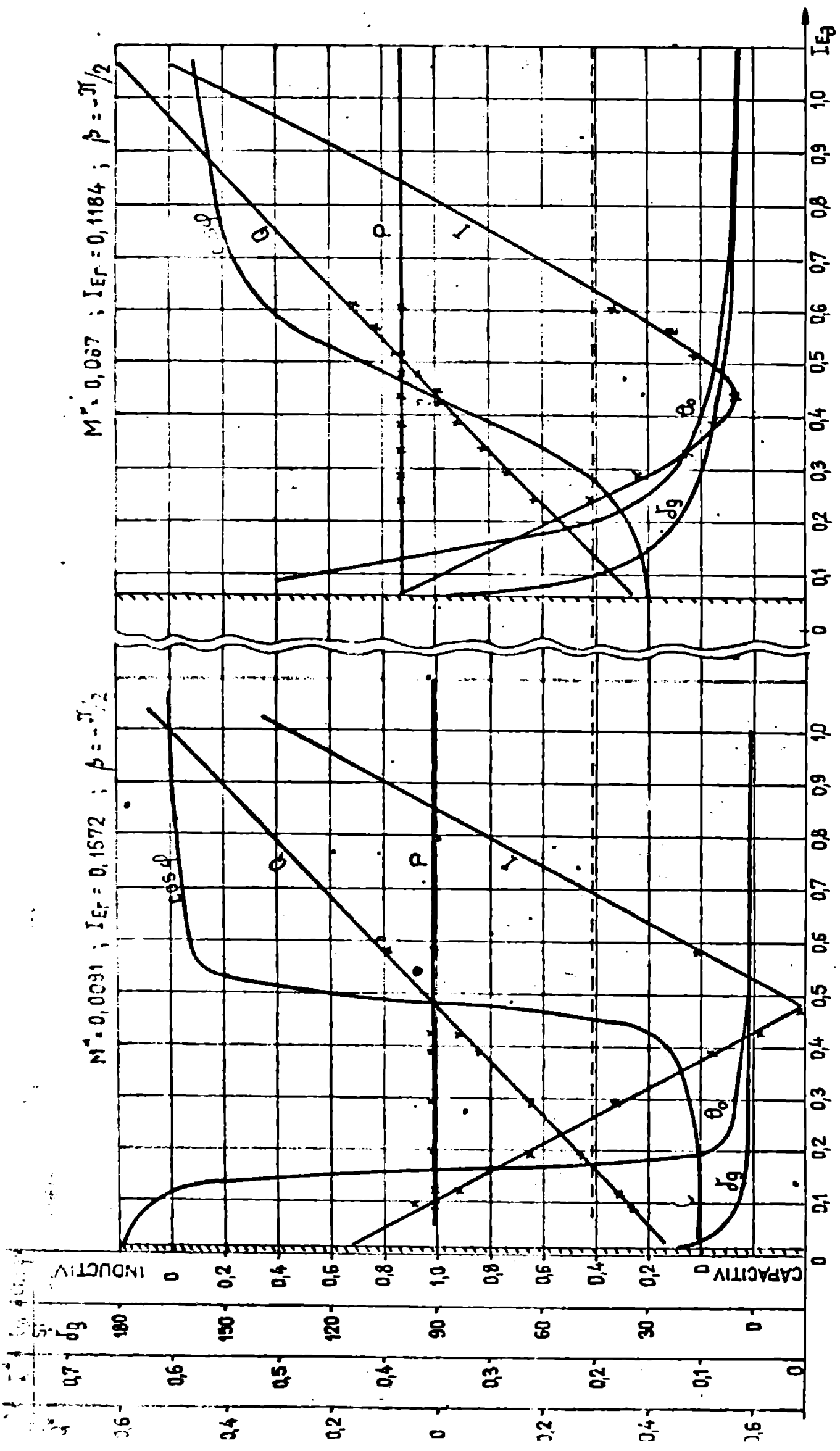


Fig. 5.11. Caracteristicile $P=f(I_{Ea})$; $Q=f(I_{Ea})$; $I=f(I_{Ea})$; $\cos \varphi=f(I_{Ea})$; $d_g=f(I_{Ea})$; $\theta_0=f(I_{Ea})$ ale M.E.D.V. - 01 exprimate în u.r., avînd ca parametrii pe M, I_{Er} și β .

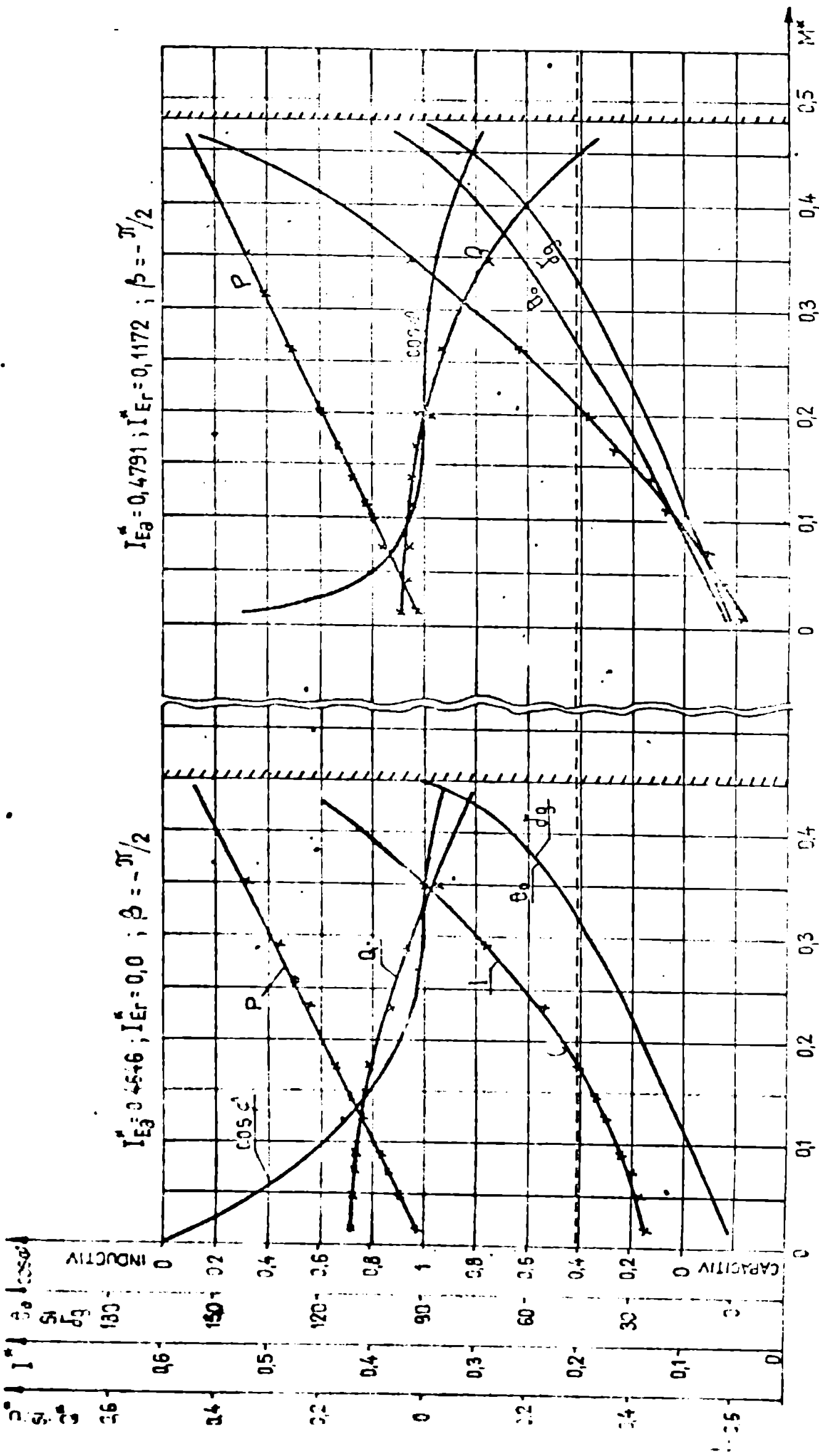


Fig. 5.12. Caracteristicile $P = f(M)$, $Q = f(M)$, $I = f(M)$, $dg = f(M)$; $\theta_0 = f(M)$; $\theta_0 = f(M)$, exprimate în u.c. având parametrii pe I_{Er} ; β ; I_{Er} ; β .

0.4791, 2.8

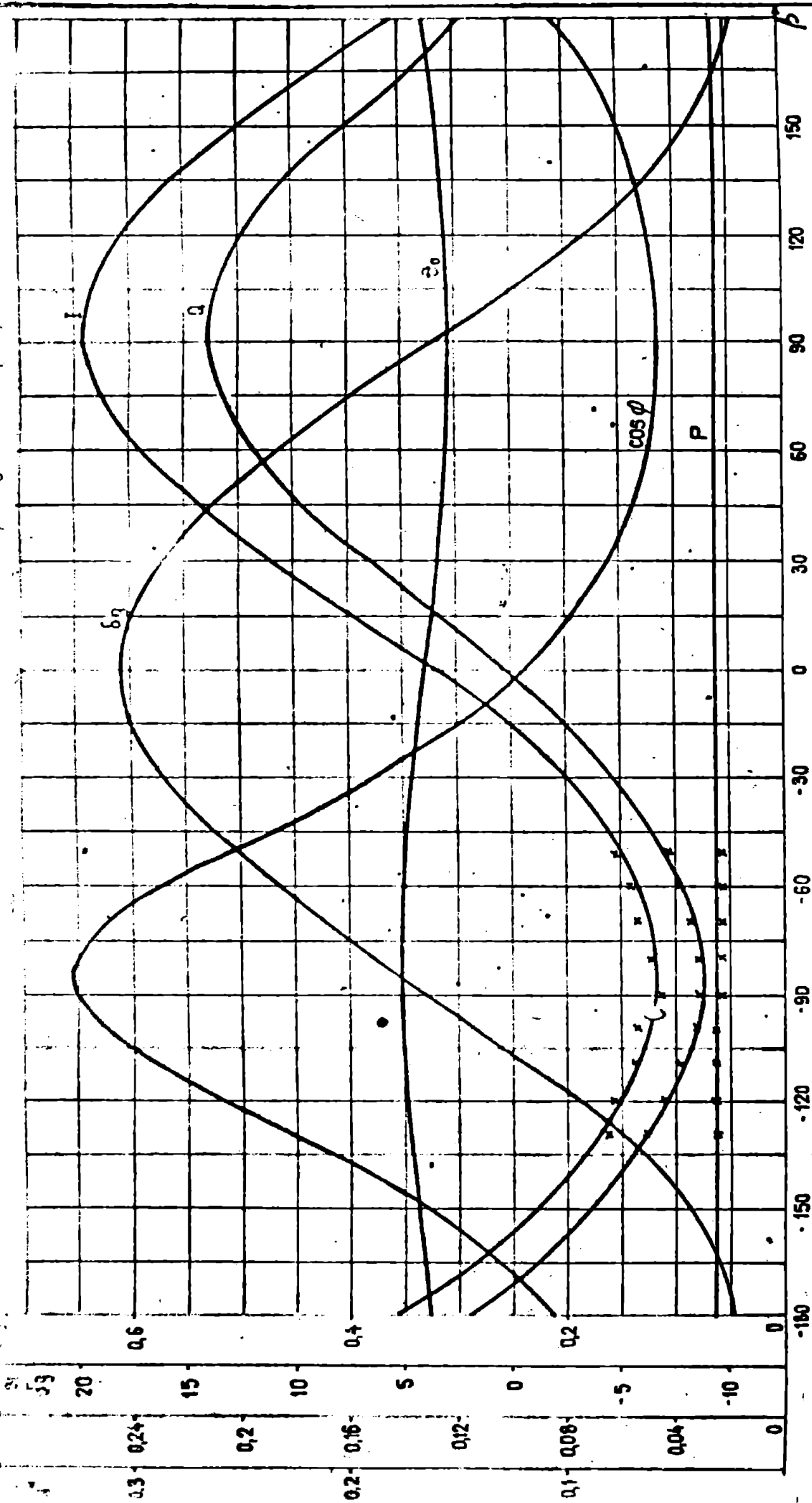


Fig. 5.13. Caracteristicile $P = f(\beta)$; $Q = f(\beta)$; $I = f(\beta)$; $\cos \varphi = f(\beta)$; $\delta g = f(\beta)$; $Ie\alpha = f(\beta)$ ale M.E.D.V.-01 exprimate în u.r., având ca parametrii pe $M, Ie\alpha$ și $Ie\tau$

C a p i t o l u l 6.

CONCLUZII FINALE.

Mașina sincronă prezintă o particularitate cu implicații deosebite pentru funcționarea sa și a sistemului electroenergetic la care este legată, și anume corespondența riguroasă dintre viteza unghiulară de rotație și frecvența rețelei de curent alternativ în regim staționar. Dar în timpul funcționării, per orice mașină este supusă unor perturbații de natură mecanică sau electrică, care fac ca aceasta să fie tot timpul într-un regim tranzitoriu.

Dezvoltarea sistemului electroenergetic în sensul sporirii tensiunii și creșterii lungimii liniilor de transport, favorizează apariția regimurilor de funcționare capacitivă a generatoarelor. Aceste regimuri, dacă depășesc o anumită limită, favorizează menținerea sau chiar amplificarea procesului tranzitoriu postperturbație. Pentru ameliorarea oscilațiilor se face apel la metode artificiale, prin folosirea reguletoarelor automate de excitație din ce în ce mai perfecționate, care nu întotdeauna conduc la rezultatele scontate.

În lucrare s-a conceput o nouă mașină sincronă, care, chiar în lipsa reguletorului automat de tensiune, să-și stabilizeze funcționarea indiferent de regimul inductiv, activ sau capacitiv - de funcționare, deci o mașină care funcționează în condițiile stabilității naturale și în regimuri puternic capacitive unde mașinile sincrone nu pot funcționa nici cu cele mai perfecționate reguletoare de tensiune (goluri de sarcină și caracter puternic capacitiv).

Problema a fost rezolvată parcurgând etapele: IDEE-MODEL MECANIC - MODEL FIZIC. În cadrul lucrării, aceste etape sînt dezvoltate pe parcursul celor cinci capitole anterioare, unde pornind de la o analiză obiectivă a funcționării mașinilor sincrone și folosind legile de bază ale fenomenelor electromagnetice, s-a ajuns la concretizarea problemei propuse.

Principalele contribuții originale aduse de autor în lucrare constau în următoarele:

a) În capitolul 1 a fost întreprins un studiu amănunțit privind metodele de lărgire a domeniului de funcționare stabilă a generatoarelor sincrone cuplate la rețeaua sistemului electroenergetic, folosite până în prezent. În urma acestui studiu se propune folosirea în mașină a două câmpuri de excitație, dintre care unul este legat de poziția rotorului, iar celălalt să fie aliterat de rotor (variabil în raport cu poziția axelor rotorului). Totodată se dau și soluții pentru crearea unui astfel de câmp de excitație.

b) În capitolul 2, urmînd metodologia folosită la mașinile sincrone clasice, se stabilește modelul matematic al mașinii propuse în sistemul d,q,o. Totodată se stabilesc și:

- relațiile de echivalență dintre înfășurările mașinii reale și mașinii idealizate, respectiv a întrefierului acestora;
- expresiile tuturor inductivităților mașinii reale idealizate;
- expresiile tensiunilor electromotoare induse în înfășurările mașinii echivalente (în sistemul d,q,o), respectiv ale operatorilor diferențiali $\left[\frac{d}{dt}\right]$ statoric și rotoric;
- expresia cuplului electromagnetic al mașinii în sistemul d,q,o.

c) În capitolul 3, a fost întreprinsă o analiză a funcționării mașinii cuplată la rețeaua sistemului electroenergetic.

- a fost construită diagrama fazorială a mașinii;
- a fost stabilit algoritmul de calcul al mărimilor corespunzătoare unui punct de funcționare caracterizat prin mărimile P, Q și U la bornele statorice;
- au fost analizate regimurile de funcționare ale mașinii, evidențiindu-se mărimile față de care se consideră aceste regimuri, precum și domeniul valorilor mărimilor respective;
- au fost analizate caracteristicile de funcționare ale mașinii în regim de generator și întocmit programul de calcul al acestora;
- a fost extins criteriul de stabilitate $dP/d\delta$ și la mașina în studiu, în baza căruia s-au stabilit condițiile funcționării stabile ale acesteia.

d) Capitolul 4 a fost consacrat exclusiv analizei pe calculator, a stabilității funcționării și prelucrării rezultatelor obținute. Astfel:

- au fost stabilite ecuațiile micilor oscilații ce descriu comportarea mașinii în fața perturbațiilor;
- a fost stabilit modelul matematic intrare-stare-ieșire (MI-ISI) pentru analiza stabilității statice, pe calculator;
- a fost stabilit algoritmul de calcul al stabilității statice și întocmit programul de calcul.

e) În capitolul 5 - prezintă primul model experimental al mașinii cu excitație dublă și câmp de excitație variabil față de axele rotorului (MSDV-01) existent la ora actuală pe plan mondial, conceput și proiectat de autor, precum și rezultatele experimentale.

Concordanța dintre rezultatele calculelor numerice și rezultatele experimentale, confirmă validitatea mașinii propuse.

Contribuția originală de bază a prezentei lucrări, constă de fapt, în realizarea unui nou tip de mașină sincronă.

Intrucât mașina cu excitație dublă cu câmp variabil față de axele rotorului (MSDV) poate funcționa în toate regimurile (capacitiv, activ și inductiv) până la limitele permise de materialele active, fără instalații de reglaj, și ținând cont că dezvoltarea rețelelor electrice de transport și distribuție precum și creșterea continuă a nivelului de tensiune implică o funcționare a generatorului sincron, din cadrul sistemului electroenergetic, în condiții mai puțin stabile (regimuri pronunțat capacitive), se consideră că acest nou tip de mașină sincronă reprezintă una din soluțiile care prezintă cele mai favorabile caracteristici economice și tehnice de funcționare în sistemele electroenergetice actuale.

Mașina M S S D V poate fi folosită în marile centrale electrice, să funcționeze în paralel cu generatoarele clasice existente, pentru a le succeda pe acestea din urmă, de puterea necesară, cu scopul de a le săvârși acestora o funcționare întotdeauna mai stabilă (regim inductiv, activ, respectiv slab capacitiv).

Acastă mașină se pretează a funcționa în condiții avansate și în regim de compensator, prezentînd o zonă - în domeniul capacitiv - mult mai extinsă decît compensatoarele clasice existente la ora actuală și totodată o stabilitate a funcționării, cu atît mai ridicată, cu cît încărcarea are un caracter mai pronunțat capacitiv.

Capitolul 7

A. N. E. 2. E

ANEXE REFERINTE LA CAPITOLUL 2.

A.2.1. Echivalarea mașinii idealizate cu cea reală.

A.2.1.1. Noțiuni generale.

Mașina idealizată, după cum s-a arătat în paragraful 2.3.1, din punct de vedere constructiv, are aceleași caracteristici mecanice, geometrice și aceleași înfășurări ca și mașina reală, dar specific ei este repartizarea sinusoidală a înfășurărilor în lungul perimetrului polilor și întregul său constant.

Condițiile de înlocuire (echivalență) a înfășurărilor repartizate zonal ale mașinii reale cu înfășurările repartizate sinusoidal ale mașinii idealizate, sînt /55 p.360/:

a) puterea electrică pe o fază a mașinii idealizate să fie egală cu cea a fazei omoloage din mașina reală;

b) energia magnetică corespunzătoare unei faze să fie aceeași la cele două mașini;

c) înlocuirea întrefierului variabil cu unul constant să nu afecteze curba repartizării inducției magnetice. Aceste condiții se referă, bineînțeles, numai la armonicele fundamentale.

A.2.1.2. Echivalarea întrefierului.

Să presupunem o undă spațială a tensiunii magnetice în întrefier, de formă sinusoidală, funcție de coordonata α , cotată din axa de referință spațială (vezi fig.A.2.1.1), care se rotește cu viteza Ω față de stator. Dacă originea timpului se ia momentul cînd axa tensiunii magnetice (t.m.m.) coincide cu axa de referință spațială, expresia tensiunii magnetice este:

$$v(\alpha) = V_m \cos p (\alpha - \Omega t) \quad (A.2.1.1)$$

Să presupunem că rotorul cu poli a. a. r. neexcitați se învîrtește cu viteza angulară (Ω') față de stator, în același sens cu unda tensiunii magnetice $v(\alpha)$, la momentul $t=0$, axa de supraîncălzire este aceeași cu axa de referință spațială. În aceste condiții între axa unei tensiuni magnetice și axa α este un decalaj geometric, variabil în timp, notat cu $\gamma = (\Omega - \Omega') \cdot t$ (vezi fig.A.2.1.1).

Cîmpul magnetic corespunzător acestei tensiuni magnetice $v(\alpha)$ este:

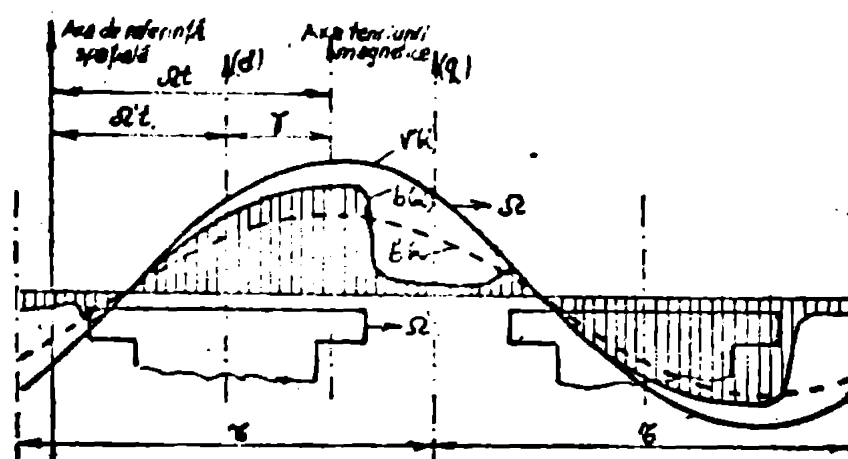


Fig.A.2.1.1. Curbele t.m.m. și inducției magnetice în întrefierul mașinii reale.

$$b(\alpha) = \frac{\mu_0}{\delta(\alpha)} \cdot v(\alpha) \quad (\text{A.2.1.2})$$

Pentru mașina idealizată la care întrefierul este constant ($\delta(\alpha) = \delta_0$) unda inducției magnetice este o sinusoidă dată de relația:

$$b(\alpha) = \frac{\mu_0}{\delta_0} V_m \cos p(\alpha - \Omega t) \quad (\text{A.2.1.3})$$

iar pentru mașina reală în care întrefierul nu este constant dar îndeplinește condiția:

$$\delta(\gamma) = \delta(\gamma + \pi/p) \quad (\text{A.2.1.4})$$

atunci mai este o sinusoidă, ci o curbă spațială periodică în raport cu unghiul α (vezi fig.A.2.1.1), care îndeplinește condiția:

$$b(\alpha) = -b(\alpha + \pi/p) \quad (\text{A.2.1.4'})$$

și a cărei alură se schimbă în funcție de valoarea unghiului γ .

Dacă se descompune în serie Fourier curba spațială periodică a inducției magnetice $b(\alpha)$ pentru mașina reală (vezi fig.A.2.1.1), pentru fundamentală inducției s-ar găsi expresia:

$$b'(\alpha) = k_a \cdot \frac{\mu_0}{\delta_0} V_m \cos p(\alpha - \Omega t) \quad (\text{A.2.1.5})$$

unde k_a este factorul de formă a cimpului magnetic [71 p.25/.

Ținând cont de relația A.2.1.4, rezultă că factorul de formă k_a este o funcție periodică de unghiul γ cu perioada π .

Comparând relațiile (A.2.1.3) și (A.2.1.5) rezultă, că pentru a avea aceleași fundamentale ale curbelor de variație spațială a inducției magnetice, la mașina reală și cea idealizată, în absența unei urmă permeabilității magnetice μ'_0 trebuie să se considere de forma:

$$\mu'_0 = k_a \cdot \mu_0 \quad (\text{A.2.1.6})$$

deci o funcție periodică de unghiul γ cu perioada π , care descompusă în serie Fourier capătă la expresia /149 p.174/:

$$\mu'_0 = \mu_0 + \mu_2 \cdot \cos 2\gamma + \mu_4 \cos 4\gamma + \dots \quad (\text{A.2.1.7})$$

A 2.1.3. Echivalarea înfășurărilor.

A 2.1.3.1. Condiția de echivalență.

Să considerăm pentru început, că înfășurările de fază ale mașinilor (reală și idealizată) sînt concentrate, adică realizate sub forma unor bobine elementare cu numărul de spire N egal cu cel al înfășurării, spirele fiind așezate la periferia întrefierului la distanța $x = \tau/2$ de axa înfășurării (τ este deschiderea pasului polar). Avînd în vedere aceleași caracteristici dimensionale ale celor două mașini, rezultă că, în acest caz, înfășurările de fază omologe ale acestora, sînt identice din punct de vedere geometric, atît ca formă cît și ca poziție.

Puterea electrică momentană p , primită sau cedată pe la borne și energia magnetică w înmagazinată în câmpul magnetic al unui circuit format dintr-o bobină cu N spire practic concentrate, sînt /137 p 404-406/:

$$p = u_p \cdot i \quad ; \quad w = \frac{1}{2} \cdot \Psi \cdot i \quad (\text{A.2.1.8})$$

unde: i - curentul prin spirele bobinei;

Ψ - fluxul total (înălțuirea) prin conturul circuitului care poate fi scris sub forma:

$$\Psi = N \cdot \oint \quad \text{cu} \quad \oint = \int_S \bar{B} \cdot d\bar{s} \quad (\text{A.2.1.9})$$

în care \bar{B} este vectorul inducției magnetice în punctele unei curbe închise S închise ce conturul circuitului;

u_p - tensiunea la bornele circuitului, care aplicînd teorema a II-a a lui Kirchhoff este:

$$1 \cdot u_p = R \cdot i + N \frac{d\Psi}{dt} \quad (\text{A.2.1.10})$$

în care semnul (+) este pentru convenția de la receptoare, iar (-) de la generatoare.

În baza celor de mai sus, se poate afirma că, înfășurările de fază omoloage ale mașinilor (reală și idealizată), când sînt străbătute de același curent, dacă ar fi realizate concentrat, sînt echivalente din punct de vedere energetic dacă au: aceeași rezistență R , același număr de spire N , iar cîmpul rezultat B (fundamental) din întrefierul mașinii este același. Aplicînd principiul suprapunerii efectelor și ținînd cont de echivalarea întrefierului, se obține același cîmp rezultat la ambele mașini, dacă armonicile fundamentale ale curbelor inducției magnetice produse de înfășurările omoloage sînt identice.

În realitate înfășurările de fază ale mașinilor (reală și idealizată) nu sînt concentrate, ci repartizate la periferia întrefierului; la mașina reală avînd o repartiție pe zone de q creșteri pe pol, iar la mașina idealizată se consideră repartizate sinusoidal pe deschiderea polului polar.

Luînd în considerare relațiile t.e.m. induse, într-o înfășurare cu repartizare zonală a spirelor, de către un cîmp magnetic (virtuos /72 p 73-88/, respectiv relațiile inducției magnetice produse de o astfel de înfășurare străbătută de curent /72 p 11-12/, este interesant de constatat că t.e.m. indusă și respectiv inducția magnetică (armonica fundamentală) produsă de o înfășurare repartizată cu N' spire, sînt aceleași cu ale unei înfășurări concentrate, cu deschiderea diametrală străbătută de același curent, dar cu un număr de spire N dat de relația:

$$N = k_b \cdot k_g \cdot N' \quad (A 2.1.11)$$

unde: k_b și k_g reprezintă factorul de zonă, respectiv factorul de scurtare al înfășurării repartizate. În relația (A 2.1.11) nu intervin și factorul de înclinare, deoarece s-a considerat că și înfășurarea concentrată este introdusă într-o ancoșă de aceeași înclinație cu cele ale înfășurării repartizate.

În acest context, ținînd cont de condițiile de echivalare energetică a înfășurărilor concentrate prezentate mai sus, rezultă că, pentru echivalarea înfășurărilor omoloage reale ale celor două tipuri de mașini (reală și idealizată), când sînt străbătute de același curent, dacă rezistențele sînt egale, este necesar să se echivaleze doar inducțiile magnetice (armonica fundamentală) ale acestora. Întrucît se lucrează numai cu armonica fundamentală a inducției magnetice în întrefier, este suficient să se echivaleze doar amplitudinile acestora.

A 2.1.3.2. Amplitudinea armonicii fundamentale a inducției magnetice produsă de o înfășurare:

A. Înfășurări ale mașinii idealizate. Mașina idealizată, după cum s-a arătat în paragraful 2.3.1, din punct de vedere constructiv, are numai înfășurări cu repartiție sinusoidală a numărului de spire pe deschiderea unui pas polar. Presupunem o astfel de înfășurare cu p perechi de poli, N_1 spire și străbătută de curentul i (vezi fig. 2.1.2). Armonica fundamentală a poten-

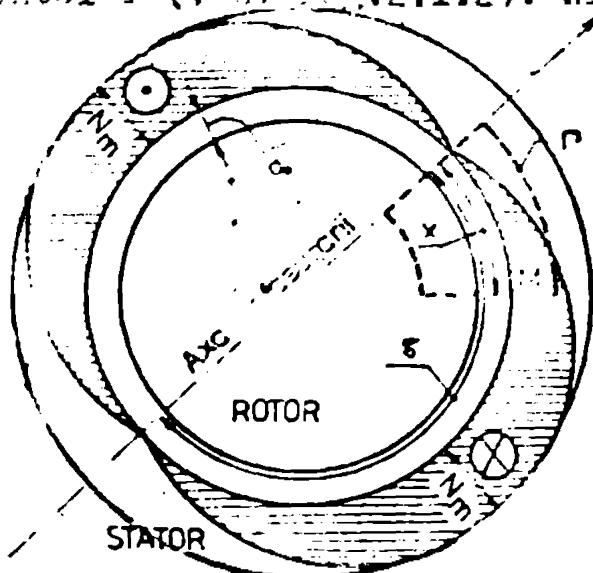


Fig.A 2.1.2. Referințoare la calculul cîmpului magnetic în întrefier.

țială specifică în raport cu axa de referință a înfășurării. Într-un punct M situat la distanța x de aceasta este:

$$a(x,t) = -\frac{3}{\pi} H_m \cdot i \cdot \sin \frac{\pi}{\delta} x \quad (A 2.1.12)$$

Dacă aplicăm legea circuitului magnetic pe un contur Γ închis, care taie de două ori întrefierul (vezi fig.A.2.1.2), o dată în dreptul axei înfășurării și a doua oară în dreptul punctului M și notăm cu $v(0,t)$ și $v(x,t)$ tensiunile magnetice corespunzătoare în întrefier, din dreptul axei, respectiv în dreptul punctului M . Neglijînd căderile de tensiune magnetică în părțile feromagnetice ($\mu_{Fe} = \infty$) se obține:

$$\begin{aligned} v(x,t) - v(0,t) &= \int_0^x a(x,t) dx = \\ &= \frac{3}{\pi} H_m \cdot i (\cos \frac{\pi}{\delta} x - 1) \end{aligned} \quad (A 2.1.13)$$

Prin ea o consecință a legii fluxului magnetic, tensiunea magnetică rezultă în funcție de condiția:

$$\int_0^{2\delta} \frac{v(x,t)}{\delta_0} dx = 0 \quad (A 2.1.14)$$

de unde rezultă că:

$$v(0,t) = H_m \cdot i \cdot \frac{\delta}{\pi} \quad (A 2.1.15)$$

$$V(x,t) = N_m \cdot i \cdot \frac{\tau}{\pi} \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (\text{A 2.1.16})$$

Inducția magnetică în punctul M considerat este:

$$b(x,t) = \frac{\mu_0'}{\delta_0} N_m \cdot i \frac{\tau}{\pi} \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (\text{A 2.1.17})$$

Avînd în vedere că numărul de spire pe pol și fază este:

$$\frac{N_1}{p} = \left| \int_0^{\tau} N_m \cdot \sin \frac{\pi}{\tau} x \right| = \frac{2 N_m \cdot \tau}{\pi} \quad (\text{A 2.1.18})$$

rezultă că:

$$N_m = \frac{N_1}{p} \cdot \frac{\pi}{2 \cdot \tau} \quad (\text{A 2.1.19})$$

Introducînd pe (A 2.1.19) în (A 2.1.17) și ținînd cont de (A 2.1.6) se obține:

$$b(x,t) = k_a \cdot \frac{\mu_0}{\delta_0} \cdot \frac{N_1}{2p} \cdot i \cdot \cos \frac{\pi}{\tau} x \quad (\text{A 2.1.20})$$

care rezultă expresia amplitudinii armoniei fundamentale a inducției magnetice pentru o înfășurare a mașinii idealizate:

$$B_m = k_a \cdot \frac{\mu_0}{\delta_0} \cdot \frac{N_1}{2p} \cdot i \quad (\text{A 2.1.21})$$

B. Înfășurări ale mașinii reale. Din paragraful 2.1.1 se observă că mașina reală din punct de vedere constructiv are patru tipuri de înfășurări:

- înfășurare de curent alternativ (înfășurările statorice de fază A, B, C);
- înfășurare de excitație, pentru producerea pe cale mecanică a cîmpului magnetic învîrtitor (înfășurarea de excitație E_a);
- înfășurare cu colector (înfășurarea de excitație E_r);
- înfășurare cu bare (înfășurarea de amortizare K).

Din punct de vedere funcțional (al producerii cîmpului magnetic), înfășurările de tipul (a), (c) și (d), se pot considera de tipul (a) și anume:

- Înfășurarea de tipul (c) realizată în două straturi cu pașii diametral în schema cu trei perii pe pol (cazul mașinii MERCA) este echivalentă cu o înfășurare concentrică în stea cu $\frac{N}{12a}$ spire pe fază, factorul de bobinaj $3/4$, iar rezistența pe fază $4 \cdot R_p/3$ și curentul pe fază egal cu curentul la perii /19 p 614/, /122 p 271/, unde s-a notat cu K numărul total de conductoare al înfășurării de curent continuu, cu a numărul căilor de curent, iar

k_p este rezistența înfășurării alimentată monofazat la distanța radială a periiilor.

În cazul a două perii pe pol (cazul mașinii ABSC), înfășurarea de tipul (c) poate fi înlocuită cu o înfășurare monofazată cu $N/4$ spire, parcursă de curentul la perii, cu rezistența $\frac{R_D}{p}$ și factorul de înfășurare $2/\pi \cdot \sqrt{12} \approx 7 - 8/$.

- Înfășurarea de tipul (c) se poate echivala cu o înfășurare polifazată cu numărul de faze egal cu numărul de bare N_p , numărul de spire pe fază egal cu 1 (una) și factorul de înfășurare $k_w = \sqrt{2} / \sqrt{2} \approx 1$.

Deci mașina reală din punct de vedere funcțional poate fi considerată că are numai înfășurări de tipul (a) și (b).

Pentru o înfășurare de tipul (a) cu N_a spire, cu pas scurtat și p perechi de poli, parcursă de curentul i , amplitudinea emansiunii fundamentale a inducției magnetice în întrefier este /72 p. 37/:

$$B_m = k_a \frac{\mu_0}{\delta_0} \cdot \frac{2}{\pi \cdot p} \cdot N_a \cdot k_c \cdot k_s \cdot i \quad (A 2.1.22)$$

iar pentru o înfășurare de tipul (b), cu N_b spire, p perechi de poli și parcursă de curentul i /71 p 57/:

$$B_m = \frac{k_a \cdot \mu_0 \cdot N_b \cdot i}{p \cdot \delta_0} \quad (A 2.1.23)$$

unde k_c reprezintă factorul de formă al talpii polare.

A 2.1.3.3. Stabilirea numărului de spire al înfășurărilor de fază ale mașinii idealizate funcție de cel al înfășurărilor omologe de la mașina reală.

Considerînd că numărul de spire al înfășurărilor mașinii reale și idealizate, este cel specificat în paragrafele 2.2 și 2.3.1, și ținînd cont de echivalarea înfășurărilor de excitație reactivă B_r și de amortizare k , cu înfășurări de curent alternativ, prezentată în paragraful anterior, în baza condițiilor de echivalență stabilite în paragraful A 2.1.3.1, rezultă următoarele relații:

a) Pentru înfășurările de fază statorice:

$$N = \frac{4}{\pi} k_D \cdot k_S \cdot \dots \quad (A 2.1.24)$$

b) Pentru înfășurarea de excitație reactivă B_r .

$$N_{B_r} = 2 \frac{k_c}{k_{ad}} \cdot N_a \quad (A 2.1.25)$$

unde k_{ad} este coeficientul de formă al câmpului longitudinal.

- c) Pentru înfășurarea de excitație reactivă N_{Br} .
- la mașina MBRCA.

$$N_{Br} = \frac{N_{Br}^1}{a \cdot \pi^2} \quad (A 2.1.26)$$

- la mașina MBRCC:

$$N_{Br} = \frac{2 \cdot N_{Br}^1}{a \cdot \pi^2} \quad (A 2.1.27)$$

d) Pentru înfășurarea de amortizare K . Dacă se ține cont numai de barele de amortizare și nu și de efectul amortizant al fierului masiv, rezultă:

$$N_D = \frac{N_{KD}^1}{\pi} \quad ; \quad N_Q = \frac{N_{KQ}^1}{\pi} \quad (A 2.1.28)$$

unde N_{KD}^1 și N_{KQ}^1 reprezintă numărul de bare, la mașina reală, corespunzătoare înfășurării de amortizare după axa d, respectiv q.

A 2.2. Notatiile matriciale utilizate pentru mărimile caracteristice înfășurărilor mașinii idealizate.

A 2.2.1. Indicii utilizați.

- pentru mărimile statorice;
- pentru mărimile rotorice;
- ss, rr - pentru mărimile proprii statorice, respectiv rotorice;
- sr, rs - pentru mărimile mutuale între stator-rotor, respectiv rotor-stator;
- pentru mărimile exprimate în coordonate de fază (vechiul sistem de coordonate);
- pentru matriciile transpuse.

A 2.2.2. Matriciile variabilelor:

Tensiuni:	Curenți:	Fluxuri:
$[u]_v = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [u_s]_v \\ [u_r]_v \end{bmatrix}$	$[i]_v = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [i_s]_v \\ [i_r]_v \end{bmatrix}$	$[\gamma]_v = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [\gamma_s]_v \\ [\gamma_r]_v \end{bmatrix}$
(A 2.2.1)		

în care:

Matricile statice:

$$[u_s]_v = \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} ; [i_s]_v = \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} ; [\psi_s]_v = \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} \quad (A 2.2.3)$$

Matricile rotative:

a) Pentru mașina B R C A (fig. 2.4.a)

$$[u_r]_v = \begin{matrix} B_a \\ a \\ b \\ c \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{Ba} \\ u_a \\ u_b \\ u_c \\ u_D \\ u_Q \end{bmatrix} ; [i_r]_v = \begin{matrix} B_a \\ a \\ b \\ c \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} i_{Ba} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} ; [\psi_r]_v = \begin{matrix} B_a \\ a \\ b \\ c \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} \psi_{Ba} \\ \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \quad (A 2.2.3)$$

b) Pentru mașina B R C C (fig. 2.4.b)

$$[u_r]_v = \begin{matrix} B_a \\ B_r \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{Ba} \\ u_{Br} \\ 0 \\ u_D \\ u_Q \end{bmatrix} ; [i_r]_v = \begin{matrix} B_a \\ B_r \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} i_{Ba} \\ i_{Br} \\ 0 \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} ; [\psi_r]_v = \begin{matrix} B_a \\ B_r \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} \psi_{Ba} \\ \psi_{Br} \\ 0 \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \quad (A 2.2.4)$$

A 2.2.3. Matricile parametrilor:

Rezistențele

Inductivitățile

$$[R]_v = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [R_s]_v & [0] \\ [0] & [R_r]_v \end{bmatrix} ; [L]_v = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [L_{ss}]_v & [L_{sr}]_v \\ [L_{rs}]_v & [L_{rr}]_v \end{bmatrix} \quad (A 2.2.5)$$

Matricile parametrilor proprii.

a) Stator:

$$[R_s]_v = \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} ; [L_{ss}]_v = \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \quad (A 2.2.6)$$

- Pentru matricea M E R C A (fig. 2.4.a)

$$\begin{matrix} & E_a & a & b & c & D & Q \\ E_a & R_{Ea} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a & 0 & R_{Er} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b & 0 & 0 & R_{Er} & 0 & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 & 0 & R_{Er} & 0 & 0 \\ D & 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ Q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{matrix}$$

(A 2.2.7)

$[r]_v =$

$$\begin{matrix} & E_a & a & b & c & D & Q \\ E_a & L_{EaEr} & L_{Eaa} & L_{Eab} & L_{Eac} & L_{EaD} & L_{EaQ} \\ a & L_{aEa} & L_{aaa} & L_{aab} & L_{aac} & L_{aD} & L_{aQ} \\ b & L_{bEa} & L_{baa} & L_{bbb} & L_{bbc} & L_{bD} & L_{bQ} \\ c & L_{cEa} & L_{caa} & L_{cbb} & L_{ccc} & L_{cD} & L_{cQ} \\ D & L_{DEa} & L_{Da} & L_{Db} & L_{Dc} & L_{DD} & L_{DQ} \\ Q & L_{QEa} & L_{Qa} & L_{Qb} & L_{Qc} & L_{QD} & L_{QQ} \end{matrix}$$

- Pentru matricea M E R C C (fig. 2.4.b)

$[r]_v =$

$$\begin{matrix} & E_a & E_r & D & Q \\ E_a & R_{Ea} & 0 & 0 & 0 \\ E_r & 0 & R_{Er} & 0 & 0 \\ D & 0 & 0 & R_D & 0 \\ Q & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{matrix}$$

(A 2.2.8)

$[r]_v =$

$$\begin{matrix} & E_a & E_r & D & Q \\ E_a & L_{EaEa} & L_{EaEr} & 0 & L_{EaD} & L_{EaQ} \\ E_r & L_{ErEa} & L_{ErEr} & 0 & L_{ErD} & L_{ErQ} \\ & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ D & L_{DEa} & L_{DEr} & 0 & L_{DD} & L_{DQ} \\ Q & L_{QEa} & L_{QEr} & 0 & L_{QD} & L_{QQ} \end{matrix}$$

Matricile de inductanțe:

1) Stator - Rotor:

- Pentru mașina M E R C A (fig.2.4.a)

$$[L_{sr}]_v = \begin{matrix} & \begin{matrix} B_a & a & b & c & D & Q \end{matrix} \\ \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_{ABa} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} & L_{AD} & L_{AQ} \\ L_{LEa} & L_{Ba} & L_{Lb} & L_{Lc} & L_{LD} & L_{LQ} \\ L_{CEa} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} & L_{CD} & L_{CQ} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A. 2.2.9)$$

- Pentru mașina M E R C C (fig.2.4.b)

$$[L_{sr}]_v = \begin{matrix} & \begin{matrix} B_a & B_r & D & Q \end{matrix} \\ \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_{ABa} & L_{ABr} & 0 & L_{AD} & L_{AQ} \\ L_{LEa} & L_{LEr} & 0 & L_{LD} & L_{LQ} \\ L_{CEa} & L_{CEr} & 0 & L_{CD} & L_{CQ} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A. 2.2.10)$$

2) Motor - Stator (pentru ambele mașini)

$$[L_{rs}]_v = [L_{sr}]_{vt} \quad (A. 2.2.11)$$

A.2.2.4. Matricile tensiunilor electromotoare.

$$[e]_v = \begin{matrix} s & r \\ r & s \end{matrix} \begin{bmatrix} [u_{cs}]_v & [0] \\ [0] & [u_{sr}]_v \end{bmatrix} \quad (A. 2.2.12)$$

in care:

- matricea t.e.m. statorice.

$$[u_{cs}]_v = \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{eA} \\ u_{eB} \\ u_{eC} \end{bmatrix} \quad \dots \quad (A. 2.2.13)$$

$$[u_{sr}]_v = \begin{matrix} B_a \\ a \\ b \\ c \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{eBa} \\ u_{ea} \\ u_{eb} \\ u_{ec} \\ u_{eD} \\ u_{eQ} \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} B_a \\ B_r \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{eBa} \\ u_{eBr} \\ 0 \\ u_{eD} \\ u_{eQ} \end{bmatrix} \quad (A. 2.2.14)$$

pentru mașina M E R C A ;

pentru mașina M E R C C ;

A 2.3. Inductivitățile mașinii idealizate MSBDV.

A 2.3.1. Noțiuni generale.

Apropie toate inductivitățile proprii (L_{ss}, L_{rr}) și mutuale (L_{sr}, L_{rs}) ale mașinii, depind de poziția rotorului în raport cu înfășurările respective și prin urmare sînt funcții de timp prin intermediul unghiului θ /38/, /55/, /71/, /114/. În condițiile ipotezelor II-1 și 2 din paragraful 2.3.1 inductivitățile mașinii nu depind de viteza curentului, ci numai de reluctanța circuitului magnetic, iar inductivitățile mutuale satisfac condițiile de reciprocitate.

Pentru definirea expresiilor matematice a inductivităților mașinii, se iau în considerare următoarele:

1) Cîmpul magnetic propriu al fiecărei înfășurări se consideră ca fiind din trei componente /31/ și anume (vezi fig.A 2.3.1):

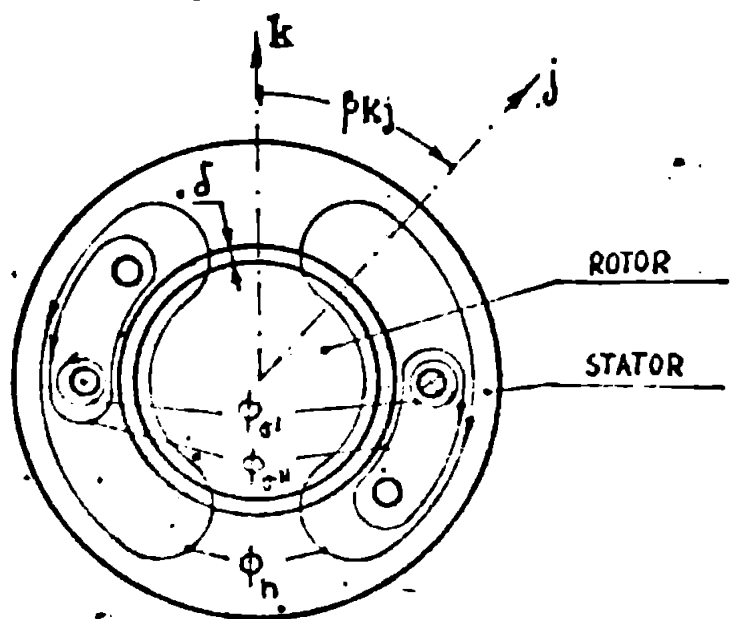


Fig.A 2.3.1. Liniile de câmp corespunzătoare cîmpului magnetic al înfășurării i percurse de curent.

a) Cîmpul magnetic principal (ϕ_n fig.A 2.3.1), format din liniile de câmp care traversează întregul și înleacă înfășurări în ambele părți;

b) Cîmpul magnetic de dispersie de speta I (ϕ_{rj} fig.A 2.3.1), format din liniile de câmp care nu traversează întregul și înleacă doar spire ale înfășurării considerate;

c) Cîmpul magnetic de dispersie de speta a II-a (ϕ_{si} fig.A.2.3.1) format din liniile de câmp care nu traversează întregul și înleacă doar spire ale celorlalte înfășurări de pe aceeași

realizată cu linii rotunde sau ovale.

2.- Întrucât pentru mașina idealizată se neglijează efectele câmpului feromagnetic, dar $\mu_{Fe} = \infty$ (vezi ipoteza 1 din paragraful 2.3.1), permeanța diferitelor circuite magnetice ale unei infășurări de curent (k):

$\Delta_{\sigma'}$ - permeanța circuitului magnetic corespunzător câmpului magnetic de dispersie de spațiu I;

Δ_{σ} - permeanța circuitului magnetic corespunzător câmpului magnetic de dispersie de spațiu a II-a;

$\Delta_{\sigma''}$ - permeanța circuitului magnetic corespunzător câmpului magnetic principal;

depinde numai de spațiile magnetice (ver) prin care se închid liniile de câmp /40/.

Pentru câmpurile magnetice de dispersie acest rol este îndeplinit de crestături, spațiul dintre capetele de dinți și părțile frontale ale bobinelor, iar pentru câmpul magnetic principal, de întregier.

Crestăturile și părțile frontale ale bobinelor, având o repartiție simetrică pe circumferința armăturilor se poate considera că permeanțele $\Delta_{\sigma'}$ și $\Delta_{\sigma''}$ sînt constante pentru toate infășurările mașinii. Întregierul avînd, în general, o structură neuniformă pe deschiderea unui pas polar, rezultă că permeanța Δ_{σ} pentru infășurările care au axe mobile în raport cu axa d rotorică, este condiționată de poziția rotorului în raport cu infășurarea în cauză.

3.- Întregierul mașinii idealizate fiind considerat uniform (vezi ipoteza 1-4 din paragraful 2.3.1) structura neuniformă a întregierului mașinii poate fi exprimată prin definiția permeabilității μ'_0 (vezi rel. A 2.1.6) sau a unei permeanțe magnetice pe unitate de suprafață λ_{σ} , mărime invers proporțională cu unghiul de deschidere /97, p 531/, care poate fi definită de relația:

$$\lambda_{\sigma} = \frac{\mu'_0}{\delta_0} = \lambda_0 + \lambda_2 \cos 2\gamma + \lambda_4 \cos 4\gamma + \dots \quad (A 2.1.1)$$

unde γ este unghiul dintre axa infășurării și axa d.

Avînd în vedere expresiile inductivităților proprii și mutuală ale infășurărilor de curent din mașina clasică, întâlnite în literatură /97, /111/, /113/, /114/, /138/, în celelalte

etier ne vom limita la primii doi termeni din expresia (A2.3.1),
 adica:

$$\lambda_h = \lambda_0 + \lambda_2 \cos 2\gamma. \quad (A2.3.2)$$

A 2.3.2. Inductivitățile proprii și mutuale ale unei înfășurări.

Conșiderând modul de definiere a inductivităților proprii și
 cele /137 p 292/, acestea se pot exprima într-o formă comună:

$$L_{jk} = \frac{\Psi_{jk}}{i_k} \quad (A2.3.3)$$

Ψ_{jk} este fluxul total prin înfășurarea (j), produs de curen-
 țura trecătoare prin înfășurarea k.

Pentru $j=k$ expresia (A2.3.3) ne dă inductivitatea proprie,
 iar pentru $j \neq k$ se obține inductivitatea mutuală dintre înfășurarea
 j și k.

Conform componentelor $\Psi_{\sigma'}$, $\Psi_{\sigma''}$ și Ψ_h ale fluxului mag-
 netic al unei înfășurări, cu relație (A2.3.3) se pot defini trei
 inductivități:

- inductivitatea de dispersie de speța I, proprie înfășură-
 reii k:

$$L_{k\sigma'} = \frac{\Psi_{k\sigma'}}{i_k} \quad (A2.3.4)$$

- inductivitatea de dispersie de speța a II-a, proprie
 sau mutuală (j/k):

$$L_{kj\sigma''} = \frac{\Psi_{kj\sigma''}}{i_k} \quad (A2.3.5)$$

- inductivitatea principală proprie (j=k) sau mutuală (j/k):

$$L_{jkh} = \frac{\Psi_{jkh}}{i_k} \quad (A2.3.6)$$

unde notăm cu:

$\Psi_{k\sigma'}$ - fluxul total propriu de dispersie de speța I al înfășu-
 rării k;

$\Psi_{kj\sigma''}$ - fluxul total propriu (j=k), respectiv mutual (j/k) de
 dispersie de speța a II-a, produs de înfășurarea k
 și înălțurile înfășurării j;

Ψ_{jkh} - fluxul total propriu (j=k), respectiv mutual (j/k)
 principal, produs de înfășurarea k și înălțurile spirele
 înfășurării j.

Având în vedere că numărul frecințelor total care înlăunșie
 părțile unei înfășurări, este suma acestor componente, se pot de-
 scrie următoarele relații:

- inductivitatea proprie a unei înfășurări oarecare L:

$$L_{kk} = L_{k\sigma} + L_{kk\sigma} + L_{kkh} = \frac{1}{k} (\gamma_{k\sigma} + \gamma_{kk\sigma} + \gamma_{khh}) \quad (A.2.3.7)$$

- inductivitatea mutuală dintre o înfășurare oarecare k și
 j:

$$L_{jk} = L_{jk\sigma} + L_{jkh} = \frac{1}{k} (\gamma_{j\sigma} + \gamma_{jkh}) \quad (A.2.3.8)$$

A.2.3.2.1. Inductivitatea proprie și mutuală.

Pe figura A.2.3.2 sunt reprezentate axele a două înfășurări
 oarecare k și j, ale căror înfășurări ideale la care se consideră:

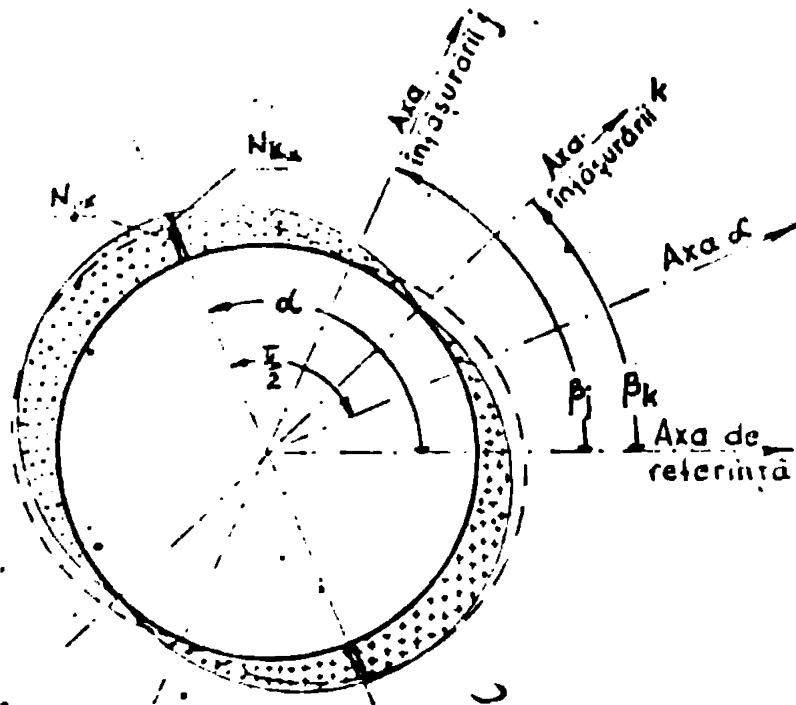


Fig. A.2.3.2. Determinarea diferenței inductivităților
 înfășurării oarecare idealizate.

- înfășurarea k strădată de curentul i_k , deci înfășura-
 rea care produce câmpul;

- înfășurarea j a cărei parte sinusoidală a numărului de
 piri este $N_j \cos(\beta_j - \alpha)$ și care este în același timp
 strădată de curentul i_j și care produce câmpul
 $N_j \cos(\beta_j - \alpha) i_j$.

Calculându-se în mod similar numărul de piri care strădește
 părțile k și j ale statorului (vezi fig. A.2.3.2) pentru acest caz, rezultă pen-
 tru inductivitatea mutuală următoarea relație:

$$V_{\alpha} = p \cdot N_{km} \cdot i_k \cdot \cos(\beta_k - \alpha) \quad (A 2.3.9)$$

Inducția magnetică B_{α} în punctul din întrefier caracterizat de coordonata α este:

$$B_{\alpha} = V_{\alpha} \cdot \lambda_H = p \cdot N_{km} \cdot i_k [\lambda_0 + \lambda_2 \cos 2(\alpha - \theta)] \cos(\beta_k - \alpha) \quad (A 2.3.10)$$

Fluxul magnetic pentru o spirală care are axa în axa α :

$$\Psi_{\alpha} = l \cdot \frac{D}{2} \int_{\alpha - \frac{\pi}{2}}^{\alpha + \frac{\pi}{2}} B_{\alpha} \cdot d\alpha = l \cdot \frac{D}{2} \cdot p \cdot N_{km} \cdot i_k \cdot [2\lambda_0 \cdot \cos(\beta_k - \alpha) + \lambda_2 \cdot \cos(\beta_k - 2\theta + \alpha) - \frac{\lambda_2}{3} \cos(\beta_k + 2\theta - 3\alpha)] \quad (A 2.3.11)$$

Fluxul magnetic total pentru cele $N_{\alpha j}$ spire ale înfășurării care au axa în axa α este:

$$\Psi_{\alpha j} = N_{\alpha j} \cdot \Psi_{\alpha} \quad (A 2.3.12)$$

Se introduce în Ψ_{α} din (A.2.3.11) și ținând cont că

$$N_{\alpha j} = p \cdot N_{jm} \cdot \cos(\beta_j - \alpha) \quad (A 2.3.12')$$

rezultă:

$$\Psi_{\alpha j} = p^2 \cdot l \cdot \frac{D}{2} \cdot N_{km} \cdot N_{jm} \cdot i_k \cdot [2\lambda_0 \cos(\beta_k - \alpha) + \lambda_2 \cos(\beta_k - 2\theta + \alpha) - \frac{\lambda_2}{3} \cos(\beta_k + 2\theta - 3\alpha)] \cdot \cos(\beta_j - \alpha) \quad (A 2.3.13)$$

Fluxul magnetic total prin înfășurarea j , produs de înfășurarea k și ale cărei linii de câmp străbat întrefierul, va fi:

$$\Psi_{j|k} = \int_{\beta_j - \frac{\pi}{2}}^{\beta_j + \frac{\pi}{2}} \Psi_{\alpha j} \cdot d\alpha = p^2 \cdot N_{jm} \cdot N_{km} \cdot i_k \cdot l \cdot \frac{D}{2} \cdot \left\{ \pi \left[\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2} \cdot \frac{\cos[2\theta - (\beta_j + \beta_k)]}{\cos(\beta_j - \beta_k)} \right] \right\} \cos(\beta_j - \beta_k) \quad (A 2.3.14)$$

Ținând cont că amplitudinea densității locale a numărului de spire N_{jm} ale unei înfășurări repartizate sinusoidal pe deschiderea întrefierului, în funcție de numărul total de spire k ale înfășurării este:

$$H_{\alpha} = \frac{N}{2p} \int_0^{\pi} \sin \alpha \cdot d\alpha = \dots \Rightarrow H_{\alpha} = \frac{N}{2p} \quad (A 2.3.15)$$

Prin urmare (A 2.3.14) se poate scrie sub forma:

$$\Psi_{jk} = \frac{\pi}{4} \mu_j \mu_k \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2} \frac{[\vartheta - (\beta_j + \beta_k)]}{\cos(\beta_j - \beta_k)} \right\} \cos(\beta_j - \beta_k) \quad (A 2.3.16)$$

Prin urmare:

$$\Psi_{jk} = \frac{\pi}{4} \mu_j \mu_k \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \lambda_0 \cos(\beta_j - \beta_k) + \frac{\lambda_2}{2} \cos[\vartheta - (\beta_j + \beta_k)] \right\} \quad (A 2.3.17)$$

Prin urmare, din (A 2.3.17) în (A 2.3.6) rezultă:

$$\frac{\pi}{4} \mu_j \mu_k \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \left\{ \lambda_0 \cos(\beta_j - \beta_k) + \frac{\lambda_2}{2} \cos[2\vartheta - (\beta_j + \beta_k)] \right\} \quad (A 2.3.18)$$

Pentru $j=k$ din (A 2.3.18) rezultă inductivitatea proprie L_k a inductorului k :

$$\frac{\pi}{4} \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \left[\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2} \cos 2(\vartheta - \beta_k) \right] \quad (A 2.3.19)$$

Prin urmare:

- inductivitatea principală proprie longitudinală a inductorului k (adică inductivitatea principală proprie a inductorului k când axa de simetrie coincide cu axa înălțării; $\vartheta = \beta_k$)

$$L_k = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \left(\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2} \right) \quad (A 2.3.20)$$

- inductivitatea principală proprie transversală a inductorului k (adică inductivitatea principală proprie a inductorului k când axa q coincide cu axa înălțării; $\vartheta = \beta_k + \frac{\pi}{2}$)

$$L_k = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \left(\lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2} \right) \quad (A 2.3.21)$$

Prin urmare, se poate scrie din ecuațiile (A 2.3.20) și (A 2.3.21), respectiv:

$$\frac{\pi}{4} \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \cdot \lambda_0 = \frac{L_k + L_k}{2} \quad (A 2.3.22)$$

$$\frac{\pi}{4} \cdot \frac{2}{k} \cdot \frac{1}{2} \cdot \lambda_2 = \frac{L_k - L_k}{2} \quad (A 2.3.23)$$

Introducând expresiile (A 2.3.22) și (A 2.3.23) în (A 2.3.13) și înlocuind e-a înlocuim și înlocuim cu N_k , rezultă:

$$Y_{jk} = \left\{ \frac{-L_{jk} + L_{kk} N_k}{2} \cos(\beta_j - \beta_k) + \frac{L_{jk} - L_{kk} N_k}{2} \cos[\pi - (\beta_j - \beta_k)] \right\} \quad (A 2.3.24)$$

Prin urmare (A 2.3.24) reprezintă expresia generală a inductivității proprii ($j=k$) și a celorlalte ($j \neq k$).

A.2.3.2. Inductivitatea de dispersie de specie a II-a, proprie sau mutuală.

Prin urmare aceluși circuit este din fig. A.2.3.2. Dacă înlocuim în relațiile (A 2.3.22) și (A 2.3.23) conținând termenii λ și λ_0 din (A 2.3.15) și (A 2.3.16) respectiv:

$$Y_{jk} = \frac{N_j}{2} N_k i_k L \frac{\mu}{2} \lambda_0 \cos(\beta_j - \beta_k) \quad (A 2.3.25)$$

atunci devine:

$$Y_{jk} = \frac{N_j}{2} i_k^2 \cdot i_k L \frac{\mu}{2} \lambda_0 \quad (A 2.3.26)$$

Introducând în (A 2.3.25) în (A 2.3.26), rezultă:

$$Y_{jk} = \frac{1}{k} \cos(\beta_j - \beta_k) \cdot Y_{kk} \quad (A 2.3.27)$$

Prin urmare (A 2.3.27) se obține considerând permanența circuitelor constante. Având în vedere că permanența circuitelor este constantă, în cazul în care dispersiile de dispersie este constantă, înlocuim în (A 2.3.27) de toate scrie:

$$Y_{jk} = \frac{1}{i_k} \cdot Y_{kk} \cdot \cos(\beta_j - \beta_k) \quad (A 2.3.28)$$

Deci se notează cu:

$$i_{kk} = \frac{Y_{kk}}{i_k} \quad (A 2.3.29)$$

(A 2.3.28), ținând cont de (A 2.3.26) rezultă:

$$Y_{jk} = \frac{1}{i_k} L_{kk} \cos(\beta_j - \beta_k) \quad (A 2.3.30)$$

A. 2.3.3. Expresiile inductivităților mașinii idealizate.

Expresiile tuturor inductivităților mașinilor idealizate se vor determina particularizând relațiile stabilite în paragraful A 2.3.2, pentru fiecare caz în parte. În vederea acestui fapt, mai jos se fac următoarele precizări și notații:

a) Se consideră că numărul de spire al înfășurărilor este cel specificat în paragraful 2.3.1, iar poziția axelor înfășurărilor mașinii este cea din figura 2.4.

b) Se utilizează următoarele notații:

L_{mdh} - inductivitatea principală proprie longitudinală:

$$L_{mdh} = \frac{\pi}{4} N^2 \ell \frac{D}{2} \left(\lambda_0 + \frac{\lambda_2}{2} \right) \quad (A 2.3.31)$$

L_{mqh} - inductivitatea principală proprie transversală:

$$L_{mqh} = \frac{\pi}{4} N^2 \ell \frac{D}{2} \left(\lambda_0 - \frac{\lambda_2}{2} \right) \quad (A 2.3.32)$$

$$L_{oh} = \frac{L_{mdh} + L_{mqh}}{2} \quad (A 2.3.33)$$

$$L_{2h} = \frac{L_{mdh} - L_{mqh}}{2} \quad (A 2.3.34)$$

$$L_o = L_{s\sigma'} + L_{s\sigma''} + L_{oh} \quad (A 2.3.35)$$

$$L_{so} = \frac{L_{s\sigma''} + L_{oh}}{2} \quad (A 2.3.36)$$

$$L_{ro} = \frac{L_{r\sigma''}}{2} + \left(\frac{N_{\Delta r}}{N} \right)^2 \frac{L_{oh}}{2} \quad (A 2.3.37)$$

Observații:

Cu indicele s s-au notat mărimile care se referă la fazele statorice, iar cu indicele r cele care se referă la fazele înfășurării de excitație reactivă a mașinii M E R C A.

Cu precizările și notațiile de mai sus se poate trece la definirea expresiilor inductivităților reale idealizate, expresii care, ținând cont de notațiile matriciale din anexa A 2.2, sînt prezentate în continuare sub formă matricială:

$$[L_{rs}]_v = \begin{matrix} & \begin{matrix} A & B & C \end{matrix} \\ \begin{matrix} A \\ B \\ C \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_0 + L_{2h} \cos 2\theta & -M_{s0} + L_{2h} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & -M_{s0} + L_{2h} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -M_{s0} + L_{2h} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_0 + L_{2h} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -M_{s0} + L_{2h} \cos 2\theta \\ -M_{s0} + L_{2h} \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & -M_{s0} + L_{2h} \cos 2\theta & L_0 + L_{2h} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A.2.3.38)$$

$$[L_{rs}]_v = \begin{matrix} & \begin{matrix} A & B & C \end{matrix} \\ \begin{matrix} \epsilon_a \\ a \\ b \\ c \\ D \\ q \end{matrix} & \begin{bmatrix} \frac{NEa}{N} L_{mdh} \cos \theta & \frac{NEa}{N} L_{mdh} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{NEa}{N} L_{mdh} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos \alpha + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha)] & \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3})] & \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})] \\ \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})] & \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos \alpha + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})] & \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha)] \\ \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})] & \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha)] & \frac{NEr}{N} [L_{oh} \cos \alpha + L_{2h} \cos(2\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3})] \\ \frac{ND}{N} L_{mdh} \cos \theta & \frac{ND}{N} L_{mdh} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{ND}{N} L_{mdh} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{Nq}{N} L_{mqh} \sin \theta & -\frac{Nq}{N} L_{mqh} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{Nq}{N} L_{mqh} \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A.2.3.39)$$

	A	B	C
Ea	$\frac{N_{Ea}}{N} L_{mdh} \cos \theta$	$\frac{N_{Ea}}{N} L_{mdh} \cos (\theta - \frac{2\pi}{3})$	$\frac{N_{Ea}}{N} L_{mdh} \cos (\theta + \frac{2\pi}{3})$
Er	$\frac{N_{Er}}{N} [L_{oh} \cos \gamma + L_{zh} \cos (2\theta - \gamma)]$	$\frac{N_{Er}}{N} [L_{oh} \cos (\gamma - \frac{2\pi}{3}) + L_{zh} \cos (2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3})]$	$\frac{N_{Er}}{N} [L_{oh} \cos (\gamma + \frac{2\pi}{3}) + L_{zh} \cos (2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3})]$
D	0	0	0
Q	$\frac{N_D}{N} L_{mdh} \cos \theta$	$\frac{N_D}{N} L_{mdh} \cos (\theta - \frac{2\pi}{3})$	$\frac{N_D}{N} L_{mdh} \cos (\theta + \frac{2\pi}{3})$
	$-\frac{N_Q}{N} L_{mgh} \sin \theta$	$-\frac{N_Q}{N} L_{mgh} \sin (\theta - \frac{2\pi}{3})$	$-\frac{N_Q}{N} L_{mgh} \sin (\theta + \frac{2\pi}{3})$

(A.2.3.40)

$[L_{rs}]_v =$
MERCC

	Ea	Er	D	Q
Ea	$L_{Ea} + \left(\frac{N_{Ea}}{N}\right)^2 L_{mdh}$	$\left(\frac{N_{Er}}{N_{Ea}} L_{Er} + \frac{N_{Er} N_{Ea}}{N^2} L_{mdh}\right) \cdot \cos(\theta - \gamma)$	$\frac{N_D}{N_{Ea}} L_{Ea} + \frac{N_D N_{Ea}}{N^2} L_{mdh}$	0
Er	$\left(\frac{N_{Ea}}{N_{Er}} L_{Er} + \frac{N_{Er} N_{Ea}}{N^2} L_{mdh}\right) \cdot \cos(\theta - \gamma)$	$\left[\frac{N_{Er}}{N}\right]^2 [L_{oh} + L_{zh} \cos 2(\theta - \gamma)] + L_{Er}$	$\left(\frac{N_D}{N_{Er}} L_{Er} + \frac{N_D N_{Er}}{N^2} L_{mdh}\right) \cdot \cos(\theta - \gamma)$	$-\left(\frac{N_Q}{N_{Er}} L_{Er} + \frac{N_Q N_{Er}}{N^2} L_{mgh}\right) \cdot \sin(\theta - \gamma)$
D	0	0	0	0
Q	0	$-\left(\frac{N_{Er}}{N_Q} L_{Qr} + \frac{N_Q N_{Er}}{N^2} L_{mgh}\right) \cdot \sin(\theta - \gamma)$	$L_{Dr} + \left(\frac{N_D}{N}\right)^2 L_{mdh}$	$L_{Qr} + \left(\frac{N_Q}{N}\right)^2 L_{mgh}$

(A.2.3.41)

$[L_{rr}]_v =$
MERCC

	a	b	c	D	Q
Σa	$\left(\frac{N_{EX}}{N_{EA}} L_{Ea} + \frac{N_{EX} N_{EB}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha)$	$\left(\frac{N_{EX}}{N_{EA}} L_{Ea} + \frac{N_{EX} N_{EB}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	$\left(\frac{N_{EX}}{N_{EA}} L_{Ea} + \frac{N_{EX} N_{EB}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	$\frac{N_D}{N_{EA}} L_{Ea} + \frac{N_D N_{EB}}{N^2} L_{mdh}$	0
Σb	$L_{EY} + \left(\frac{N_{EX}}{N} \right)^2 \cdot \left[L_{oh} + L_{2h} \cos 2(\theta - \alpha) \right]$	$-M_{YO} + \left(\frac{N_{EX}}{N} \right)^2 \cdot L_{2h} \cos \left[2(\theta - \alpha) - \frac{2\pi}{3} \right]$	$-M_{YO} + \left(\frac{N_{EX}}{N} \right)^2 \cdot L_{2h} \cos \left[2(\theta - \alpha) + \frac{2\pi}{3} \right]$	$\left(\frac{N_D}{N_{EX}} L_{EY} + \frac{N_D \cdot N_{EX}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha)$	$-\left(\frac{N_Q}{N_{EX}} L_{EY} + \frac{N_Q N_{EX}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \sin(\theta - \alpha)$
Σc	$\left(\frac{N_{EX}}{N_{EA}} L_{EY} + \frac{N_{EX} N_{EB}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	$L_{EY} + \left(\frac{N_{EX}}{N} \right)^2 \cdot \left[L_{oh} + L_{2h} \cos \left[2(\theta - \alpha) + \frac{2\pi}{3} \right] \right]$	$L_{EY} + \left(\frac{N_{EX}}{N} \right)^2 \cdot \left[L_{oh} + L_{2h} \cos \left[2(\theta - \alpha) - \frac{2\pi}{3} \right] \right]$	$\left(\frac{N_D}{N_{EX}} L_{EY} + \frac{N_D \cdot N_{EX}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	$-\left(\frac{N_Q}{N_{EX}} L_{EY} + \frac{N_Q N_{EX}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$
Σd	$\left(\frac{N_{EX}}{N_D} L_{Dc} + \frac{N_D N_{EX}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha)$	$\left(\frac{N_{EX}}{N_D} L_{Dc} + \frac{N_D N_{EX}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	$\left(\frac{N_{EX}}{N_D} L_{Dc} + \frac{N_D N_{EX}}{N^2} L_{mdh} \right) \cdot \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	$L_{Dc} + \left(\frac{N_D}{N} \right)^2 L_{mdh}$	0
Σe	$-\left(\frac{N_{EX}}{N_Q} L_{Qc} + \frac{N_Q N_{EX}}{N^2} L_{mgh} \right) \cdot \sin(\theta - \alpha)$	$-\left(\frac{N_{EX}}{N_Q} L_{Qc} + \frac{N_Q N_{EX}}{N^2} L_{mgh} \right) \cdot \sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	$-\left(\frac{N_{EX}}{N_Q} L_{Qc} + \frac{N_Q N_{EX}}{N^2} L_{mgh} \right) \cdot \sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3})$	0	$L_{Qc} + \left(\frac{N_Q}{N} \right)^2 L_{mgh}$

$[L_{EX}]_V =$
MÉRCA

(A.2.3.62)

A. 2.4. Notățiile matriciale utilizate pentru mărimile caracteristice înfăgurărilor mașinii echivalente L S B D V.

A. 2.4.1. Indicii utilizați:

- s - pentru mărimile statorice;
- r - pentru mărimile rotorice ;
- ss, rr - pentru mărimile proprii statorice, respectiv rotorice;
- sr, rs - pentru mărimile mutuale între stator-rotor, respectiv rotor-stator;
- n - pentru mărimile exprimate în sistemul de coordonate d, q (noul sistem de coordonate);
- t - pentru matricile transpuse.

A. 2.4.2. Matricile variabilelor.

$$\begin{matrix} \text{Tensiuni:} & \text{Curenți:} & \text{Fluxuri:} \\ [u]_n = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [u_s]_n \\ [u_r]_n \end{bmatrix} & ; [i]_n = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [i_s]_n \\ [i_r]_n \end{bmatrix} & ; [\gamma]_n = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [\gamma_s]_n \\ [\gamma_r]_n \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.4.1)$$

Matricile statorice:

$$\begin{matrix} \begin{matrix} sd \\ sq \\ so \end{matrix} \begin{bmatrix} 1_{sd} \\ u_{sq} \\ u_{so} \end{bmatrix} & ; \begin{matrix} sd \\ sq \\ so \end{matrix} \begin{bmatrix} 1_{sd} \\ 1_{sq} \\ 1_{so} \end{bmatrix} & ; \begin{matrix} sd \\ sq \\ so \end{matrix} \begin{bmatrix} \gamma_{sd} \\ \gamma_{sq} \\ \gamma_{so} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.4.2)$$

Matricile rotorice:

a) Pentru mașina echivalentă M E R C O :

$$\begin{matrix} \begin{matrix} E_a \\ E_{rd} \\ E_{rq} \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{Ea} \\ u_{Erd} \\ u_{Erq} \\ u_D \\ u_Q \end{bmatrix} & ; \begin{matrix} E_a \\ E_{rd} \\ E_{rq} \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{Erd} \\ i_{Erq} \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} & ; \begin{matrix} E_a \\ E_{rd} \\ E_{rq} \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} \gamma_{Ea} \\ \gamma_{Erd} \\ \gamma_{Erq} \\ \gamma_D \\ \gamma_Q \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.4.3)$$

b) Pentru mașina echivalentă M E R C A:

$$[u_r]_n = \begin{matrix} E_a \\ r_d \\ r_q \\ r_o \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{Ea} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \\ u_{ro} \\ u_D \\ u_Q \end{bmatrix} ; [i_r]_n = \begin{matrix} E_a \\ r_d \\ r_q \\ r_o \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} i_{Ea} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} ; [\gamma_r]_n = \begin{matrix} E_a \\ r_d \\ r_q \\ r_o \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} \gamma_{Ea} \\ \gamma_{rd} \\ \gamma_{rq} \\ \gamma_{ro} \\ \gamma_D \\ \gamma_Q \end{bmatrix} \quad (A 2.4.1)$$

A.2.4.3. Matricile parametrilor:

Rezistențele: Inductivitățile:

$$[R]_n = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [R_s]_n & [0] \\ [0] & [R_r]_n \end{bmatrix} ; [L]_n = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [L_{ss}]_n & [L_{sr}]_n \\ [L_{rs}]_n & [L_{rr}]_n \end{bmatrix} \quad (A 2.4.5)$$

- Matricile mărimilor proprii:

a) Stator:

$$[R_s]_n = \begin{matrix} sd & sq & so \\ sd \\ sq \\ so \end{matrix} \begin{bmatrix} R_{sd} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sq} & 0 \\ 0 & 0 & R_{so} \end{bmatrix} ; [L_{ss}]_n = \begin{matrix} sd & sq & so \\ sd \\ sq \\ so \end{matrix} \begin{bmatrix} L_{sdad} & L_{sdasq} & L_{sdaso} \\ L_{sqad} & L_{sqasq} & L_{sqaso} \\ L_{soad} & L_{soasq} & L_{soaso} \end{bmatrix} \quad (A 2.4.6)$$

b) Pentru mașina echivalentă M E R C C :

$$[R_r]_n = \begin{matrix} E_a & E_{rd} & E_{rq} & D & Q \\ E_a \\ E_{rd} \\ E_{rq} \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} R_{Ea} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{Erd} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{Erq} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \quad (A 2.4.7)$$

$$[L_{rr}]_n = \begin{matrix} E_a & E_{rd} & E_{rq} & D & Q \\ E_a \\ E_{rd} \\ E_{rq} \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} L_{EaEa} & L_{EaErd} & L_{EaErq} & L_{EaD} & L_{EaQ} \\ L_{ErdEa} & L_{ErdErd} & L_{ErdErq} & L_{ErdD} & L_{ErdQ} \\ L_{ErqEa} & L_{ErqErd} & L_{ErqErq} & L_{ErqD} & L_{ErqQ} \\ L_{DEa} & L_{DErd} & L_{DErq} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{QEa} & L_{QErd} & L_{QErq} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix}$$

- Pentru mașina echivalentă M E R C A:

$$[R_r]_n = \begin{matrix} & E_a & r_d & r_q & r_o & D & Q \\ \begin{matrix} E_a \\ r_d \\ r_q \\ r_o \\ D \\ Q \end{matrix} & \begin{bmatrix} R_{Ea} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{rd} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{rq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{ro} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.4.8)$$

$$[L_{ri}]_n = \begin{matrix} & E_a & r_d & r_q & r_o & D & Q \\ \begin{matrix} E_a \\ r_d \\ r_q \\ r_o \\ D \\ Q \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_{EaEa} & L_{Eard} & L_{Eaq} & L_{Eero} & L_{EaD} & L_{EaQ} \\ L_{rdEa} & L_{rdrd} & L_{rdrq} & L_{rdro} & L_{rdD} & L_{rdQ} \\ L_{rqEa} & L_{rqrd} & L_{rqrq} & L_{rqro} & L_{rqD} & L_{rqQ} \\ L_{roEa} & L_{rorrd} & L_{rorq} & L_{roro} & L_{roD} & L_{roQ} \\ L_{DEa} & L_{Drd} & L_{Drq} & L_{Dro} & L_{DD} & L_{DQ} \\ L_{QEa} & L_{Qrd} & L_{Qrq} & L_{Qro} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

Matricile mărimilor active:

a) Stator- Rotor:

- Pentru mașina echivalentă M E R C C₁

$$[L_{sr}]_n = \begin{matrix} & E_a & E_{rd} & E_{rq} & D & Q \\ \begin{matrix} E_a \\ E_{rd} \\ E_{rq} \\ E_{ro} \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_{sdEa} & L_{sdErd} & L_{sdErq} & L_{sdD} & L_{sdQ} \\ L_{sqEa} & L_{sqErd} & L_{sqErq} & L_{sqD} & L_{sqQ} \\ L_{scEa} & L_{scErd} & L_{scErq} & L_{scD} & L_{scQ} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.4.9)$$

- Pentru mașina echivalentă M E R C A ;

$$[L_{cr}]_n = \begin{matrix} & E_a & r_d & r_q & r_o & D & Q \\ \begin{matrix} E_a \\ E_{rd} \\ E_{rq} \\ E_{ro} \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_{adEa} & L_{adr_d} & L_{adr_q} & L_{adro} & L_{adD} & L_{adQ} \\ L_{sqEa} & L_{sqrd} & L_{sqrq} & L_{sqro} & L_{sqD} & L_{sqQ} \\ L_{scEa} & L_{scrd} & L_{scrq} & L_{scro} & L_{scD} & L_{scQ} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.4.10)$$

b) Rotor- Stator.

- Pentru ambele mașini:

$$[L_{rs}]_n = [L_{sr}]_{nt} \quad (A 2.4.11)$$

A 2.4.4. Matricile tensiunilor electromotoare.

$$[u_e]_n = \begin{matrix} s \\ r \end{matrix} \begin{bmatrix} [u_{es}]_n [0] \\ [0] [u_{er}]_n \end{bmatrix} \quad (A 2.4.12)$$

in care:

- Matricea t.e.m. statorice:

$$[u_{es}]_n = \begin{matrix} sd \\ eq \\ so \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{esd} \\ u_{esq} \\ u_{eso} \end{bmatrix} \quad (A 2.4.13)$$

- Matricile t.e.m. rotorice:

a) Pentru mașina echivalentă M E R C A

$$[u_{er}]_n = \begin{matrix} B_a \\ rd \\ rq \\ ro \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{eBa} \\ u_{erd} \\ u_{erq} \\ u_{ero} \\ u_{eD} \\ u_{eQ} \end{bmatrix} \quad (A 2.4.14)$$

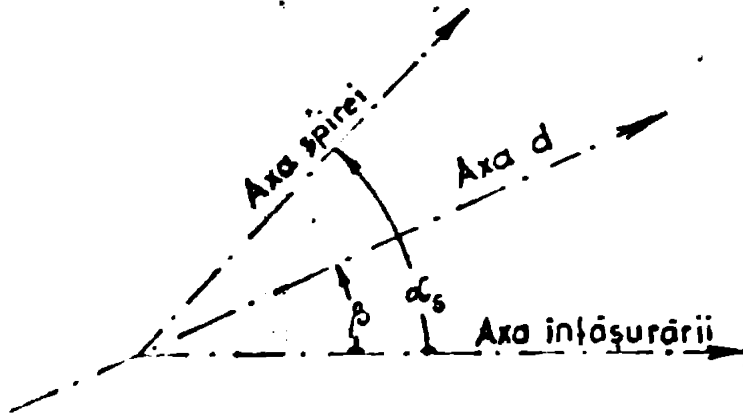
b) Pentru mașina echivalentă M E R C O

$$[u_{er}]_n = \begin{matrix} B_a \\ B_{rd} \\ B_{rq} \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} u_{eBa} \\ u_{eBrd} \\ u_{eBrq} \\ u_{eD} \\ u_{eQ} \end{bmatrix} \quad (A 2.4.15)$$

A 2.5. Expresiile tensiunilor electromotoare (t.e.m.)
într-o înfășurare în sistemul d,q,o.

A.2.5.1. T.e.m. indusă într-o spirală a unei înfășurări.

Să considerăm o spirală dintr-o înfășurare care are a mașinii idealizate. Dacă se proiectează spirala o axă după regula burghiului



drept (vezi Fig. A.2.5.1) și ținând cont că fluxul produs de o înfășurare care se închide prin aria unei alte înfășurări se obține ca proiecție a fluxului maxim al primei înfășurări pe axa geometrică a celei de-a doua înfășurări [13 p.56], fluxul fasciolelor care se închide prin aria spiralei considerate, se poate exprima sub forma:

Fig. A.2.5.1. Referitoare la definiția fluxului prin spirală.

$$\varphi = \frac{\Psi}{k_w \cdot N} \cdot \cos \alpha_s = \frac{4}{\pi} \frac{\Psi}{N} \cdot \cos \alpha_s \quad (A 2.5.1)$$

unde:

- Ψ - fluxul total al înfășurării din care face parte spira;
- N - numărul de spire al înfășurării;
- k_w - factorul de înfășurare ($k_w = \frac{\pi}{4}$ pentru înfășurări cu repartiție sinusoidală a numărului de spire pe deschiderea unui pas polar [55 p.351]).

Conform relațiilor de transformare (2.8) rezultă că fluxurile totale ale oricărei înfășurări a mașinii idealizate pot fi exprimate funcție de componentele lor în sistemul de coordonate d,q, unde dacă se ține cont de forma matricii de transformare [T], expresia generală a fluxului φ a înfășurării considerate, indiferent care ar fi ea, este:

$$\varphi = \frac{\Psi}{N} = \frac{\Psi_d}{N_d} \cdot \cos \beta - \frac{\Psi_q}{N_q} \sin \beta + \frac{\Psi_o}{N_o} \quad (A 2.5.2)$$

de care trebuie să se așeze numai pentru înfășurările trifazate, iar notațiile au în vedere semnificațiile:

$\frac{\gamma_d}{N_d}$; $\frac{\gamma_q}{N_q}$; $\frac{\gamma_o}{N_o}$ - sînt fluxurile înfășurărilor mașinii echivalente omoloage înfășurării considerate din cadrul mașinii idealizate;

β - este unghiul dintre axa d și axa înfășurării considerate.

Analizînd relația (A 2.5.2) se observă că fluxul printr-o înfășurare este dat de suma proiecțiilor fluxurilor înfășurărilor mașinii echivalente omoloage înfășurării considerate, din cadrul mașinii idealizate, pe axa acesteia. Aplicînd același principiu și pentru spira luată în considerare (vezi fig.A.2.5.1), se obține:

$$\psi = \frac{A}{\pi} \left[\frac{\gamma_d}{N_d} \cdot \cos(\beta - \alpha_s) - \frac{\gamma_q}{N_q} \sin(\beta - \alpha_s) + \frac{\gamma_o}{N_o} \cos \alpha_s \right] \quad (A 2.5.3)$$

Tensiunea electromotoare produsă prin inducție electromagnetică în lungul spirei, se obține aplicînd legea inducției electromagnetice [12] p 28/, adoptînd sistemul de referință solidar cu spira și axa d :

$$e = - \frac{d\psi}{dt} = \frac{A}{\pi} \left[- \frac{1}{N_d} \frac{d\gamma_d}{dt} + \frac{d(\beta - \alpha_s)}{dt} \cdot \frac{\gamma_q}{N_q} \right] \cos(\beta - \alpha_s) + \frac{A}{\pi} \left[\frac{1}{N_q} \frac{d\gamma_q}{dt} + \frac{d(\beta - \alpha_s)}{dt} \cdot \frac{\gamma_d}{N_d} \right] \sin(\beta - \alpha_s) - \frac{A}{\pi} \left[\frac{1}{N_o} \frac{d\gamma_o}{dt} \cdot \cos \alpha_s - \frac{d\alpha_s}{dt} \cdot \frac{\gamma_o}{N_o} \cdot \sin \alpha_s \right] \quad (A 2.5.4)$$

A 2.5.2. T.e.m. indusă în spirele unei înfășurări care au aceeași axă.

Intrucît înfășurarea din care face parte spira s-a considerat că are N spire, pentru o înfășurare cu repartiție sinusoidală a numărului de spire pe deschiderea unui pas polar, numărul de spire N care are aceeași axă cu spira considerată (vezi fig.A.2.5.1), este:

$$N_x = N_m \cdot \cos \alpha_s \quad (A 2.5.5)$$

unde N_m este amplitudinea densității locale a numărului de spire, obținîndu-se din condiția:

$$N = \int_0^{\pi} N_m \cdot \sin \alpha_s \cdot d\alpha_s = 2 N_m \Rightarrow N_m = \frac{N}{2} \quad (A 2.5.6)$$

Înlocuind (A 2.5.6) în (A 2.5.5) rezultă:

$$H_x = \frac{N}{2} \cos \alpha_B \quad (\text{A 2.5.7})$$

Tensiunea electromotoare indusă în cele N_x spire este:

$$u'_e = N_x \cdot u_e = \frac{N}{2} u_e \cos \alpha_B \quad (\text{A 2.5.8})$$

A 2.5.3. T.e.m. indusă în înfăşurare.

Tensiunea electromotoare obţinută la bornele înfăşurării se obţine prin integrarea t.e.m. u'_e , şi anume:

$$\begin{aligned} U_e &= \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \frac{N}{2} u'_e \cdot d\alpha_s = \\ &= \frac{N}{2} N \cdot \left[-\frac{1}{N_d} \frac{d\gamma_d}{dt} + \frac{d(\beta - \alpha_B)}{dt} \cdot \frac{\gamma_q}{N_q} \right] \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \cos(\beta - \alpha_B) \cdot \cos \alpha_s \cdot d\alpha_s + \\ &+ \frac{N}{2} N \cdot \left[\frac{1}{N_q} \frac{d\gamma_q}{dt} + \frac{d(\beta - \alpha_B)}{dt} \cdot \frac{\gamma_d}{N_d} \right] \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \sin(\beta - \alpha_B) \cdot \cos \alpha_s \cdot d\alpha_s - \\ &- \frac{N}{2} \frac{N}{N_0} \frac{d\gamma_0}{dt} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \cos^2 \alpha_B \cdot d\alpha_B + \frac{N}{2} \frac{N}{N_0} \frac{d\alpha_B}{dt} \cdot \gamma_0 \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \sin \alpha_s \cdot \cos \alpha_s \cdot d\alpha_s \end{aligned} \quad (\text{A 2.5.9})$$

Având în vedere că:

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \cos(\beta - \alpha_B) \cos \alpha_s \cdot d\alpha_s = \frac{\pi}{2} \cos \beta; \quad \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \cos^2 \alpha_B \cdot d\alpha_B = \frac{\pi}{2} \quad (\text{A 2.5.10})$$

$$\int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \sin(\beta - \alpha_B) \cos \alpha_s \cdot d\alpha_s = \frac{\pi}{2} \sin \beta; \quad \int_{-\frac{\pi}{2}}^{+\frac{\pi}{2}} \sin \alpha_s \cdot \cos \alpha_s \cdot d\alpha_s = 0$$

t.e.m. U_e rezultă în forma:

$$\begin{aligned} U_e &= \left[-\frac{N}{N_d} \frac{d\gamma_d}{dt} + \frac{N}{N_q} \frac{d(\beta - \alpha_B)}{dt} \cdot \gamma_q \right] \cos \beta + \\ &+ \left[\frac{N}{N_q} \frac{d\gamma_q}{dt} + \frac{N}{N_d} \frac{d(\beta - \alpha_B)}{dt} \cdot \gamma_d \right] \sin \beta - \frac{N}{N_0} \frac{d\gamma_0}{dt} \end{aligned} \quad (\text{A 2.5.11})$$

A 2.5.4. Expresiile t.e.m. pe categorii de înfășurări.

În expresia t.e.m. indusă într-o înfășurare (A 2.5.11) intervine termenul $\frac{d(\beta - \alpha_s)}{dt}$ care ia valori diferite în funcție de tipul înfășurării (de curent alternativ sau înfășurare cu colector) și de locul unde este amplasată înfășurarea respectivă (în stator sau rotor), și anume:

- La înfășurările de curent alternativ axele spirelor sînt solidar legate de axa înfășurării, ceea ce înseamnă că

$$\frac{d(\beta - \alpha_s)}{dt} = \frac{d\beta}{dt} ;$$

- La înfășurările de curent continuu (cu colector) axa înfășurării este solidar legată de poziția perilor iar axele spirelor se deplasează față de axa înfășurării, ceea ce înseamnă că:

$$\frac{d(\beta - \alpha_s)}{dt} = \frac{d\beta}{dt} - \frac{d\alpha_s}{dt} ;$$

- Dacă înfășurarea de curent alternativ este plasată în stator, axa înfășurării este mobilă față de axa d și termenul

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{d\theta}{dt} , \text{ iar dacă este plasată în rotor axa acesteia este fixă față de axa d și deci } \frac{d\beta}{dt} = 0 .$$

- Dacă înfășurarea cu colector este plasată în rotor, axele spirelor sînt fixe față de axa d, ceea ce înseamnă că

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{d\alpha_s}{dt} \text{ și deci } \frac{d(\beta - \alpha_s)}{dt} = 0 , \text{ indiferent că perile sînt fixe sau mobile față de axa de referință statorică.}$$

Cu aceste precizări t.e.m. pentru diferite categorii de înfășurări este:

a) Înfășurare de curent alternativ plasată în stator.

$$U_e = \left(- \frac{N}{N_d} \cdot \frac{d\gamma_d}{dt} + \frac{N}{N_q} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \gamma_q \right) \cdot \cos\beta + \left(\frac{N}{N_q} \cdot \frac{d\gamma_q}{dt} + \frac{N}{N_d} \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot \gamma_d \right) \cdot \sin\beta - \frac{N}{N_o} \cdot \frac{d\gamma_o}{dt} \dots \dots \dots (A 2.5.12)$$

b) Înfășurare cu inele plasată în rotor:

$$U_e = - \frac{N}{N_d} \cdot \frac{d\gamma_d}{dt} \cdot \cos\beta + \frac{N}{N_q} \cdot \frac{d\gamma_q}{dt} \cdot \sin\beta - \frac{N}{N_o} \cdot \frac{d\gamma_o}{dt} \dots \dots \dots (A 2.5.13)$$

c) Înfășurarea cu bobiner plasată în rotor:

$$u_{c0} = \frac{d\psi_d}{dt} \cdot \cos\beta + \frac{d\psi_q}{dt} \cdot \sin\beta - \frac{d\psi_o}{dt} \quad (\text{A 2.5.14})$$

Concluzii: La infășurările mono-fazificate nu apare componenta de $\omega - \omega_m = 0$, deoarece în aceste bobine termen din expresiile de mai sus (A 2.5.12...A 2.5.14), lipsesc.

A.2.5.5. Expresii t.e.m. pentru înfășurările statorice.

A.2.5.5.1. Expresii t.e.m. pentru înfășurările statorice..

t.e.m. pentru înfășurările statorice se deduce din relația A 2.5.12 particularizată pentru cazul nostru și anume:

- pentru faza A: ($\beta = \theta$, $\frac{N}{N_d} = \frac{N}{N_{sd}} = \sqrt{2/3}$; $\frac{N}{N_q} = \frac{N}{N_{sq}} = \sqrt{2/3}$;

$$\frac{N}{N_o} = \frac{N}{N_{so}} = 1; \psi_d = \psi_{sd}; \psi_q = \psi_{sq}; \psi_o = \psi_{so})$$

$$u_{cA} = - \left[\sqrt{2/3} \left(\frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \psi_{sd} \right) \cos \theta - \sqrt{2/3} \left(\frac{d\psi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \psi_{sq} \right) \sin \theta + \frac{d\psi_{so}}{dt} \right] \quad (\text{A 2.5.15})$$

- pentru faza B: ($\beta = \theta - \frac{2\tilde{\pi}}{3}$; $\frac{N}{N_d} = \frac{N}{N_{sd}} = \sqrt{2/3}$;

$$\frac{N}{N_q} = \frac{N}{N_{sq}} = \sqrt{2/3}; \frac{N}{N_o} = \frac{N}{N_{so}} = 1; \psi_d = \psi_{sd}; \psi_q = \psi_{sq}; \psi_o = \psi_{so})$$

$$u_{cB} = - \left[\sqrt{2/3} \left(\frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \psi_{sd} \right) \cos \left(\theta - \frac{2\tilde{\pi}}{3} \right) - \sqrt{2/3} \left(\frac{d\psi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \psi_{sq} \right) \sin \left(\theta - \frac{2\tilde{\pi}}{3} \right) + \frac{d\psi_{so}}{dt} \right] \quad (\text{A 2.5.16})$$

- pentru faza C: ($\beta = \theta + \frac{2\tilde{\pi}}{3}$; $\frac{N}{N_d} = \frac{N}{N_{sd}} = \frac{N}{N_q} = \frac{N}{N_{sq}} = \sqrt{2/3}$;

$$\frac{N}{N_o} = \frac{N}{N_{so}} = 1; \psi_d = \psi_{sd}; \psi_q = \psi_{sq}; \psi_o = \psi_{so})$$

$$u_{cC} = - \left[\sqrt{2/3} \left(\frac{d\psi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \psi_{sd} \right) \cos \left(\theta + \frac{2\tilde{\pi}}{3} \right) - \sqrt{2/3} \left(\frac{d\psi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta}{dt} \cdot \psi_{sq} \right) \sin \left(\theta + \frac{2\tilde{\pi}}{3} \right) + \frac{d\psi_{so}}{dt} \right] \quad (\text{A 2.5.17})$$

Dacă se ține cont de notațiile matriciale (A 2.2.13), (A 2.4.2) precum și de expresiile matricii de transformare (2.12), relațiile (A 2.5.15 ... A 2.5.17) pot fi reunite sub formă matricială:

$$[u_{es}]_v = -[T_a]^{-1} \left[\frac{d}{dt} \right]_s \cdot [\gamma_a]_n \quad (A 2.5.18)$$

unde operatorul diferențial statoric $\left[\frac{d}{dt} \right]_s$ are forma:

$$\left[\frac{d}{dt} \right]_s = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\frac{d\theta}{dt} & 0 \\ \frac{d\theta}{dt} & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \quad (A 2.5.19)$$

A 2.5.5.2. Expresiile t.e.m. pentru înfășurările rotorice la mașina idealizată M B R C A.

T.e.m. pentru înfășurările rotorice se deduce din relațiile (A 2.5.13), (A 2.5.14), funcție de tipul înfășurării, particularizate pentru cazul nostru și anume:

- pentru înfășurarea B_a , care este o înfășurare monofazată cu inel, se folosește relația A 2.5.13 unde:

$$\beta = 0, \quad \frac{N}{N_d} = \frac{N_{Ba}}{N_{Ba}} = 1, \quad \gamma_d = \gamma_{Ba} \quad (A 2.5.20)$$

$$u_{eBa} = - \frac{d \gamma_{Ba}}{dt}$$

- pentru înfășurarea B_r , care este o înfășurare cu colector alimentată trifazat, se folosește relația (A 2.5.14), particularizată pentru cele trei faze: a, b și c:

- pentru faza a:

$$(\beta = \theta - \alpha; \quad \frac{N}{N_d} = \frac{N_{Br}}{N_{rd}} = \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad \frac{N}{N_q} = \frac{N_{Br}}{N_{rq}} = \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad \frac{N}{N_o} = \frac{N_{Br}}{N_{ro}} = 1;$$

$$\gamma_d = \gamma_{rd}; \quad \gamma_q = \gamma_{rq}; \quad \gamma_o = \gamma_{ro})$$

$$u_{ea} = - \left[\frac{d \gamma_{rd}}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta - \alpha) - \frac{d \gamma_{rq}}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta - \alpha) + \frac{d \gamma_{ro}}{dt} \right] \quad (A 2.5.21)$$

- pentru faza b: $(\beta = \theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}; \quad \frac{N}{N_d} = \frac{N_{Br}}{N_{rd}} = \sqrt{\frac{2}{3}}; \quad \frac{N}{N_q} = \frac{N_{Br}}{N_{rq}} = \sqrt{\frac{2}{3}};$

$$\frac{N}{N_o} = \frac{N_{Br}}{N_{ro}} = 1; \quad \gamma_d = \gamma_{rd}; \quad \gamma_q = \gamma_{rq}; \quad \gamma_o = \gamma_{ro})$$

$$u_{eb} = - \left[\frac{d \gamma_{rd}}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) - \frac{d \gamma_{rq}}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) + \frac{d \gamma_{ro}}{dt} \right] \quad (A 2.5.22)$$

- pentru faza c: $(\beta = \vartheta - \alpha + \frac{2\tilde{\pi}}{3})$; $\frac{N}{L} = \frac{N_{Br}}{L_{rd}} = \sqrt{\frac{2}{3}}$;

$\frac{N}{L} = \frac{N_{Br}}{L_{rq}} = \sqrt{\frac{2}{3}}$; $\frac{N}{L} = \frac{N_{Br}}{L_{ro}} = 1$; $\gamma_d = \gamma_{rd}$; $\gamma_q = \gamma_{rq}$; $\gamma_o = \gamma_{ro}$.

$$u_{cd} = - \left[\frac{d\psi_{rd}}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \cos(\vartheta - \alpha + \frac{2\tilde{\pi}}{3}) - \frac{d\psi_{rq}}{dt} \sqrt{\frac{2}{3}} \sin(\vartheta - \alpha + \frac{2\tilde{\pi}}{3}) + \frac{d\psi_{ro}}{dt} \right] \quad (A 2.5.22)$$

- Pentru infășurarea de amortizare D se folosește relația (A 2.5.18) unde:

$\beta = 0$; $\frac{N}{L} = 1$; $\gamma_o = \gamma_L$. Deci:

$$u_{cd} = - \frac{d\psi_L}{dt} \quad (A 2.5.24)$$

- Pentru infășurarea de amortizare Q se folosește relația (A 2.5.18), unde:

$\beta = \frac{\tilde{\pi}}{2}$; $\frac{N}{L} = \frac{N_Q}{L_Q} = 1$; $\gamma_o = \gamma_Q$. Deci:

$$u_{cd} = - \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (A 2.5.25)$$

Dacă se ține cont de relațiile matriciale (A 2.2.14), (A 2.4.4) precum și de relațiile de transformare (2.13), relațiile (A 2.5.22 ... A 2.5.25), pot fi reunite sub forma matricială:

$$[v_{cr}]_r = - [L_r]^{-1} \left[\frac{d}{dt} \right]_r \cdot [\psi_r]_r \quad (A 2.5.26)$$

unde operatorul diferențial matricial $\left[\frac{d}{dt} \right]_r$ are forma:

$$\left[\frac{d}{dt} \right]_r = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \quad (A 2.5.27)$$

BRICA

A 2.5.5.3. Expresiile t.e.m. pentru înfășurările rotorice ale mașinii idealizate M E R C C .

Intocmai ca la înfășurările rotorice ale mașinii idealizate MEF tensiunile electromotoare pentru înfășurările rotorice ale mașinii idealizate MERCC, se deduc din relațiile (A 2.5.13) și respectiv (A 2.5.14), prin particularizarea termenilor din aceste expresii pentru cazurile concrete.

Introducând înfășurările de excitație B_a și de amortizare D și q ale mașinii MERCC sînt identice cu cele ale mașinii MERCA, expresiile t.e.m. pentru aceste înfășurări sînt cele deduse în paragraful A 2.5.5.2. Pentru înfășurarea de excitație reactivă B_r , care este o înfășurare cu colector alimentată în curent continuu, se folosește relația A 2.5.14; unde:

$$\beta = \theta - \gamma ; \quad \frac{N}{N_d} = \frac{N_{Br}}{N_{Brd}} = 1 ; \quad \frac{N}{N_q} = \frac{N_{Br}}{N_{Brq}} = 1 ;$$

$$\gamma_d = \gamma_{Brd} ; \quad \gamma_q = \gamma_{Brq} . \text{ Deci:}$$

$$u_{cBr} = - \left[\frac{d \gamma_{Brd}}{dt} \cos(\theta - \gamma) - \frac{d \gamma_{Brq}}{dt} \sin(\theta - \gamma) \right] \quad (A 2.5.28)$$

Dacă se ține cont de relațiile matriciale (A 2.2.15), (A 2.4.3) precum și de expresia matricii de transformare (2.14), relațiile (A 2.5.20), (A 2.5.24), (A 2.5.25) și (A 2.5.28) pot fi reunite sub forma matricială:

$$[u_{er}]_r = - [T_r]^{-1} \cdot \left[\frac{d}{dt} \right]_r \cdot [\gamma_r]_n \quad (A 2.5.29)$$

unde operatorul diferențial rotorice $\left[\frac{d}{dt} \right]_r$ are forma:

$$[\frac{d}{dt}]_r = \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{d}{dt} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \quad (A 2.5.30)$$

A 2.6. Notății și detalii de calcul referitoare
la paragraful 2.5.

În scopul obținerii termenilor din relațiile (2.19) sub formă dezvoltată, se vor utiliza notațiile și rezultatele din anexele A 2.2, A 2.3, A 2.5 precum și expresiile matricilor de transformare din paragraful 2.2.1 adoptate în această lucrare.

A 2.6.1. Expresiile matricilor t.j.m. și rezistențelor
înfășurărilor maginii echivalente.

Pentru definirea expresiei acestor matrici se face apel la relațiile (2.17). După explicitarea matricilor din membrul drept al acestor expresii, din anexele și paragrafele amintite mai sus, și efectuarea calculului se obține:

- Matricile tensiunilor electromotoare:

$$\begin{aligned}
 [u'_{ea}]_n &= \begin{bmatrix} ed & - \frac{d\gamma_{ed}}{dt} + \gamma_{sq} \frac{d\theta}{dt} \\ sq & - \frac{d\theta}{dt} \gamma_{ed} - \frac{d\gamma_{sq}}{dt} \\ eo & - \frac{d\gamma_{eo}}{dt} \end{bmatrix}; \\
 [u'_{er}]_n &= \begin{bmatrix} ra & - \frac{d\gamma_{ra}}{dt} \\ rd & - \frac{d\gamma_{rd}}{dt} \\ rq & - \frac{d\gamma_{rq}}{dt} \\ ro & - \frac{d\gamma_{ro}}{dt} \\ D & - \frac{d\gamma_D}{dt} \\ Q & - \frac{d\gamma_Q}{dt} \end{bmatrix}; \\
 [u_{er}]_n &= \begin{bmatrix} B_{ra} \\ B_{rd} \\ B_{rq} \\ D \\ Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} - \frac{d\gamma_{ra}}{dt} \\ - \frac{d\gamma_{rd}}{dt} \\ - \frac{d\gamma_{rq}}{dt} \\ - \frac{d\gamma_D}{dt} \\ - \frac{d\gamma_Q}{dt} \end{bmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{A 2.6.1}$$

- Matricile rezistențelor:

$$[R_e]_n = \begin{matrix} sd \\ sq \\ so \end{matrix} \begin{bmatrix} R & o & o \\ o & R & o \\ o & o & R \end{bmatrix} ; \quad (A 2.6.2)$$

$$[R_r]_n = \begin{matrix} BRCA \\ rd \\ rq \\ ro \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} R_{Ba} & o & o & o & o & o \\ o & R_{Br} & o & o & o & o \\ o & o & R_{Br} & o & o & o \\ o & o & o & R_{Br} & o & o \\ o & o & o & o & R_D & o \\ o & o & o & o & o & R_Q \end{bmatrix} ; [R_r]_n = \begin{matrix} BRCA \\ Erd \\ Erq \\ D \\ Q \end{matrix} \begin{bmatrix} R_{Ba} & o & o & o & o \\ o & R_{Br} & o & o & o \\ o & o & R_{Br} & o & o \\ o & o & o & R_D & o \\ o & o & o & o & R_Q \end{bmatrix}$$

A 2.6.2. Expresiile matricilor fluxurilor totale și inductivităților înfășurărilor mașini echivalente.

Stabilind ecuația de transformare a fluxurilor (2.8) ce

$$[\gamma]_n = [T] \cdot [\gamma]_v = [T] \cdot [L]_v \cdot [T]^{-1} \cdot [i]_n = [L]_n \cdot [i]_n \quad (A 2.6.3)$$

Tinând cont de notațiile din anexele (A 2.2), (A 2.4) și relația (2.9) expresia (A 2.6.3) se poate scrie sub forma:

$$[\gamma]_n = \begin{bmatrix} [\gamma_s]_n \\ [\gamma_r]_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T_s] [o] \\ [o] [T_r] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [L_{ss}]_v & [L_{sr}]_v \\ [L_{rs}]_v & [L_{rr}]_v \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [T_s]^{-1} [o] \\ [o] [T_r]^{-1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_s]_n \\ [i_r]_n \end{bmatrix} \quad (A 2.6.4)$$

de unde rezultă:

$$[\gamma_s]_n = [T_s] \cdot [L_{ss}]_v \cdot [T_s]^{-1} \cdot [i_s]_n + [T_s] \cdot [L_{sr}]_v \cdot [T_r]^{-1} \cdot [i_r]_n$$

$$[\gamma_r]_n = [T_r] \cdot [L_{rs}]_v \cdot [T_s]^{-1} \cdot [i_s]_n + [T_r] \cdot [L_{rr}]_v \cdot [T_r]^{-1} \cdot [i_r]_n \quad (A 2.6.5)$$

Făcînd uz de expresia (A 2.4.5) a matricii $[L]_n$, relațiile (A 2.6.5) se pot scrie sub forma:

$$[\gamma_s]_n = [L_{ss}]_n \cdot [i_s]_n + [L_{sr}]_n \cdot [i_r]_n$$

$$[\gamma_r]_n = [L_{rs}]_n \cdot [i_s]_n + [L_{rr}]_n \cdot [i_r]_n \quad (A 2.6.6)$$

de unde prin identificare cu relațiile (A 2.6.5) rezultă:

$$[L_{ss}]_n = [T_s] [L_{ss}]_v \cdot [T_s]^{-1} ; [L_{sr}]_n = [T_s] [L_{sr}]_v \cdot [T_r]^{-1} \quad (A 2.6.7)$$

$$[L_{rs}]_n = [T_r] [L_{rs}]_v \cdot [T_r]^{-1} ; [L_{rr}]_n = [T_r] [L_{rr}]_v \cdot [T_r]^{-1}$$

Utilizând expresiile inductivităților din anexa (A 2.3) și expresiile matricilor de transformare din paragraful (2.2.1) prin efectuarea calculului se obține:

- Matricea inductivităților înfășurărilor statorice:

$$[L_{ss}]_n = \begin{matrix} & \begin{matrix} sd & sq & so \end{matrix} \\ \begin{matrix} sd \\ sq \\ so \end{matrix} & \begin{bmatrix} L_0 + \frac{3}{2} L_{2h} & 0 & 0 \\ 0 & L_0 + \frac{3}{2} L_{2h} & 0 \\ 0 & 0 & L_0 - 2L_{2h} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.6.8)$$

- Matricea inductivităților actuale stator-rotor pentru mașina echivalentă B R C C.

$$[L_{sr}]_n = \begin{matrix} & \begin{matrix} E_a & E_{rd} & E_{rq} & D & Q \end{matrix} \\ \begin{matrix} sd \\ sq \\ so \end{matrix} & \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N E_a}{N} L_{mdh} & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N E_r}{N} L_{mdh} & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N D}{N} L_{mdh} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N E_r}{N} L_{mqh} & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N Q}{N} L_{mqh} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (A 2.6.9)$$

- Matricea inductivităților actuale stator-rotor pentru mașina echivalentă B R C A.

$$[L_{sr}]_n = \begin{matrix} & \begin{matrix} E_a & r_d & r_q & r_o & D & Q \end{matrix} \\ \begin{matrix} sd \\ sq \\ so \end{matrix} & \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N E_a}{N} L_{mdh} & \frac{3}{2} \frac{N E_r}{N} L_{mdh} & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N D}{N} L_{mdh} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} \frac{N E_r}{N} L_{mqh} & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{N Q}{N} L_{mqh} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}$$

(A 2.6.10)

- Matricea inductivitatilor inductorilor rotorice pentru masina echivalenta K_B R C.C.

	E_{01}	E_{02}	E_{03}	D	Q
E_{01}	$L_{E01} + \left(\frac{N_{E01}}{N}\right)^2 L_{mdh}$	$\frac{N_{E02}}{N_{E01}} L_{E01} + \frac{N_{E02} N_{E01}}{N^2} L_{mdh}$	0	$\frac{N_D}{N_{E01}} L_{E01} + \frac{N_D N_{E01}}{N^2} L_{mdh}$	0
E_{02}	$\frac{N_{E01}}{N_{E02}} L_{E01} + \frac{N_{E01} N_{E02}}{N^2} L_{mdh}$	$L_{E02} + \left(\frac{N_{E02}}{N}\right)^2 L_{mdh}$	0	$\frac{N_D}{N_{E02}} L_{E02} + \frac{N_D N_{E02}}{N^2} L_{mdh}$	0
E_{03}	0	0	$L_{E03} + \left(\frac{N_{E03}}{N}\right)^2 L_{mdh}$	0	$\frac{N_Q}{N_{E03}} L_{E03} + \frac{N_Q N_{E03}}{N^2} L_{mdh}$
D	$\frac{N_{E01}}{N_D} L_{D01} + \frac{N_D N_{E01}}{N^2} L_{mdh}$	$\frac{N_{E02}}{N_D} L_{D02} + \frac{N_D N_{E02}}{N^2} L_{mdh}$	0	$L_{D0} + \left(\frac{N_D}{N}\right)^2 L_{mdh}$	0
Q	0	0	$\frac{N_{E01}}{N_Q} L_{Q01} + \frac{N_Q N_{E01}}{N^2} L_{mdh}$	0	$L_{Q0} + \left(\frac{N_Q}{N}\right)^2 L_{mdh}$

(A.26.1)

$[L_{rr}]_n = [L_{rr}]_n$

	E_u	E_d	E_y	E_{ii}	U	Q
E_u	$L_{err} + \frac{N_{eq}}{N} L_{mdh}$	$\sqrt{\frac{N_{eq}}{N}} L_{err} + \frac{N_{eq} N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$	0	0	$\frac{N_D}{N_{eq}} L_{err} + \frac{N_D N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$	0
E_d	$\sqrt{\frac{N_{eq}}{N}} L_{err} + \frac{N_{eq} N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$	$L_{err} + \frac{3}{2} L_{err} + \frac{3}{2} (N_{eq})^2 L_{mdh}$	0	0	$\sqrt{\frac{N_D}{N_{eq}}} L_{err} + \frac{N_D N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$	0
E_y	$L_{err} + \frac{N_{eq}}{N} L_{mdh}$	$L_{err} + \frac{3}{2} L_{err} + \frac{3}{2} (N_{eq})^2 L_{mdh}$	$L_{err} + \frac{3}{2} L_{err} + \frac{3}{2} (N_{eq})^2 L_{mdh}$	0	0	$\sqrt{\frac{N_D}{N_{eq}}} L_{err} + \frac{N_D N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$
E_{ii}	0	0	0	L_{err}	0	0
U	$\frac{N_D}{N_{eq}} L_{err} + \frac{N_D N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$	$\sqrt{\frac{N_{eq}}{N}} L_{err} + \frac{N_{eq} N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$	0	0	$L_{err} + \frac{N_D}{N^2} L_{mdh}$	0
Q	0	0	$\sqrt{\frac{N_{eq}}{N}} L_{err} + \frac{N_{eq} N_{eq}}{N^2} L_{mdh}$	0	0	$L_{err} + \frac{N_D}{N^2} L_{mdh}$

(A.2.8.12)

A 2.7. Cuplul electromagnetic al mașinii echivalente MSEDV.

A.2.7.1. Noțiuni generale.

După cum se știe, cuplul electromagnetic instantaneu exercitat asupra rotorului mașinii, se calculează aplicând teorema forțelor generalizate [137 p.309/, și anume [35 p.234/, [114 p.218/, [35 p.130/:

$$M_e = \left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{\text{geometric } i=ct} = p \left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{i=ot} \quad (A 2.7.1)$$

unde W_m este energia magnetică immagazinată în câmpul magnetic al tuturor înfășurărilor mașinii la un moment oarecare t :

$$W_m = \sum_{j=1}^n W_{mj} \quad (A 2.7.2)$$

în care:

- W_{mj} = energia magnetică a înfășurării (fazei) de ordinul j ;
- n = numărul înfășurărilor (fazelor) mașinii.

Înlocuind pe (A 2.7.2) în (A 2.7.1) rezultă:

$$M_e = p \sum_{j=1}^n \left(\frac{\partial W_{mj}}{\partial \theta} \right)_{i_j=ot} \quad (A 2.7.3)$$

în care i_j este curentul prin spiarele înfășurării de ordinul j .

Relația (A 2.7.3) exprimă faptul că, cuplul electromagnetic instantaneu (la un moment oarecare t), este dat de variația energiei magnetice datorată rotirii infinitezimale a rotorului față de poziția lui la momentul t , curenții prin spiarele înfășurărilor rămânând acei care au fost în momentul respectiv t .

Faptul că, curenții prin spiarele înfășurărilor nu se modifică înseamnă că solenaliile specifice ale tuturor înfășurărilor mașinii reale (idealizate) pe parcursul procesului de rotație infinitezimală a rotorului, își păstrează amplitudinea și poziția avută la momentul t , față de armăturile în care sînt amplasate aceste înfășurări. Deci, indiferent de tipul înfășurării, de curent alternativ (cu inele sau de curent continuu (cu colector), axele tuturor înfășurărilor, pe parcursul procesului de rotație infinitezimal al rotorului, se consideră solidar legate de armătura în care se găsesc amplasate înfășurările respective.

A 2.7.2. Cuplul electromagnetic al mașinii echivalente.

Cuplul electromagnetic al mașinilor echivalente se calculează din (A 2.7.1), unde energia magnetică W_m se exprimă în raport cu sărimile mașinii echivalente, și anume:

$$W_m = \frac{1}{2} [\psi]_{nt} \cdot [K'] \cdot [i]_n \quad (A 2.7.4)$$

unde expresiile matricilor $[\psi]_n$ și $[i]_n$ sînt date în anexa (A 2.4) iar matricea $[K']$ are forma:

$$[K'] = \begin{bmatrix} [K'_E] & [0] \\ [0] & [K'_R] \end{bmatrix} \quad (A 2.7.5)$$

în care:

$$[K'_E] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{bmatrix}; \quad [K'_R] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad [K'_R] = [1] \quad (A 2.7.6)$$

Avînd în vedere că:

$$[\psi]_{nt} = [1]_{nt} \cdot [i]_{nt} \quad (A 2.7.7)$$

în care matricea inductivităților $[L]_n$ este o matrice cu elemente constante, dacă înlocuim pe (A 2.7.4) în (A 2.7.1) după explicitarea matricii fluxilor $[\psi]_n$, rezultă:

$$W_e = \frac{P}{2} \frac{\partial}{\partial \vartheta} ([i]_{nt} \cdot [L]_{nt} [K'] \cdot [i]_n) = \frac{P}{2} \left(\frac{\partial}{\partial \vartheta} [i]_{nt} \right) \cdot ([L]_{nt} \cdot [K'] \cdot [i]_n) + \frac{P}{2} ([i]_{nt} \cdot [L]_{nt} \cdot [K']) \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \vartheta} [i]_n \right) \quad (A 2.7.8)$$

existența în care intervine derivata matricii curenților în raport cu unghiul ϑ .

Oacă se ține cont de relația de transformare a curenților (2.8) rezultă:

$$\frac{\partial}{\partial \vartheta} [i]_n = \left(\frac{\partial}{\partial \vartheta} [T] \right) \cdot [i]_v + [T] \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \vartheta} [i]_v \right) \quad (A 2.7.9)$$

sau

$$\frac{d}{dt} [i]_n = \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [T_s] [0] \\ [0] [T_r] \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} [i_s]_v \\ [i_r]_v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [0] [0] \\ [0] [0] \end{bmatrix} \cdot \left(\frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} [i_s]_v \\ [i_r]_v \end{bmatrix} \right) \quad (A 2.7.9')$$

Luând în considerare cele prezentate mai sus și anume, că
 condițiilor se consideră solider legate de armăturile în
 se găsește aceste înfășurări, iar curenții prin înfășurări nu
 sunt, ceea ce înseamnă că matricile $[T_r]$, $[i_r]_v$, $[i_s]_v$ sînt ma-
 trițe constante în raport cu unghiul θ , rezultă: că:

$$\frac{\partial}{\partial \theta} [i]_n = \begin{bmatrix} \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [T_s] \right) \cdot [i_s]_v \\ [0] \end{bmatrix} \quad (A 2.7.10)$$

Înlocuind în (A 2.7.10) în (A 2.7.8) și ținînd cont că:

$$\left(\frac{\partial}{\partial \theta} [T_s] \right) \cdot [i_s]_v = \begin{bmatrix} i_{sq} \\ -i_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (A2.7.11)$$

$$[i]_{nt} \cdot [L]_{nt} \cdot [i]_n = \begin{bmatrix} \psi_{sd} & \psi_{sq} & \psi_{so} \end{bmatrix} [\psi]_{nt} \quad (A2.7.12)$$

$$[L]_{nt} \cdot [K'] \cdot [i]_n = \begin{bmatrix} \psi_{sd} \\ \psi_{sq} \\ \psi_{so} \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (A2.7.13)$$

Atunci expresia cuplului electromagnetic pentru mașinile echivalente
 (MMA și MBRCC) sub forma:

$$\begin{aligned} M_e &= \frac{p}{2} (i_{sq} \cdot \psi_{sd} - i_{sd} \cdot \psi_{sq}) + \frac{p}{2} (\psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd}) = \\ &= p (\psi_{sd} \cdot i_{sq} - \psi_{sq} \cdot i_{sd}) \quad (A2.7.14) \end{aligned}$$

ANEXA REFERITOARE LA CAPITOLUL 4.

A. 4.1. Programul de calcul al stabilității statice.

A. 4.1.1. Semnificația notațiilor.

SN, PN, QN - puterile nominale, aparente, activă și reactivă;

COS ϕ - factorul de putere nominal;

IN și UN - curentul și tensiunea nominală;

SB, CB, FB și UB - puterea, curentul, fluxul și tensiunea de masă;

R(I) și X(I) - rezistențele și reactanțele mașinii;

N - numărul înfășurărilor mașinii;

T - constanta mecanică în /o.e./;

A(I, J) și Z(I, J) - matricea sistemului pentru mașina cu câblă excitată și mașina clasică;

QA, PA și UA respectiv Q, P, U - puterea reactivă, activă și aparentă la bornele mașinii corespunzătoare unui punct de funcționare exprimate în valori absolute respectiv u.r.;

CI și CIA - curentul debitat exprimat în u.r. și valori absolute;

φ - defazajul dintre curent și tensiune φ , în radiani;

E și EA - t.e.m. polară exprimată în u.r. și valori absolute;

ETA, EPS, FIPRIK și DG - unghiurile θ_0 , δ_e , β și δ_g (vezi Fig.3.2);

VCEA(I) și VLG(I) - valorile curentului de excitație activă i_{Ca} și a unghiului δ_g pentru care se efectuează calculele;

CD, CQ respectiv CDA, CQA - componentele longitudinală și transversală ale curentului, exprimate în u.r. respectiv valori absolute;

UD, UQ respectiv UDA, UQA - componentele longitudinală și transversală ale tensiunii la borne, exprimate în u.r. respectiv valori absolute;

CEA și CER - tensiunea de alimentare a înfășurării de excitație activă și valoarea efectivă a tensiunii de alimentare a înfășurării de excitație reactivă, exprimate în u.r.;

CBA, CBR - curentul I_{Ba}^* și I_{Br}^* .


```
01 515 121000,151000,500,REGION INSTABIL,5X,15(01)///
02 214 01+1
03 151000-01119,20,20
04 25 00+1
05 151000-0113333,222,222
06 5100
07 5100
08 5100
09 5100
10 5100
11 5100
12 5100
13 5100
14 5100
15 5100
16 5100
17 5100
18 5100
19 5100
20 5100
21 5100
22 5100
23 5100
24 5100
25 5100
26 5100
27 5100
28 5100
29 5100
30 5100
31 5100
32 5100
33 5100
34 5100
35 5100
36 5100
37 5100
38 5100
39 5100
40 5100
41 5100
42 5100
43 5100
44 5100
45 5100
46 5100
47 5100
48 5100
49 5100
50 5100
51 5100
52 5100
53 5100
54 5100
55 5100
56 5100
57 5100
58 5100
59 5100
60 5100
61 5100
62 5100
63 5100
64 5100
65 5100
66 5100
67 5100
68 5100
69 5100
70 5100
71 5100
72 5100
73 5100
74 5100
75 5100
76 5100
77 5100
78 5100
79 5100
80 5100
81 5100
82 5100
83 5100
84 5100
85 5100
86 5100
87 5100
88 5100
89 5100
90 5100
91 5100
92 5100
93 5100
94 5100
95 5100
96 5100
97 5100
98 5100
99 5100
100 5100
```


BIBLIOGRAFIE.

1. ADOLINS B.; HEINRICH F.: Bürstenlose Erreger mit rotorenden Gleichrichtern für grosse Turbogeneratoren, B.T.Z., Heft 1, 1966.
2. ADKINS E.: The general theory of electrical machines, Chapman Hall, London, 1962.
3. AGARWAL H.C, KAPOOR S.C.: Power System Dynamik Studie for Improved Stability and Minimum Rotor Heating Via Graph-Theoretic Modeling of a Dual-Excited. I.E.E.E. Transactions, Nr.2, 1975.
4. AGGARWAL K.K., et al.: Performance of dual-excitation synchronous generator of leading factors. Proceedings I.E.E.E., Vol.122, Nr.8, 1975.
5. AHMED M., et al.: Extension of the under excited stable region of the dual-excited synchronous machine. I.E.E.E. Transactions, Nr.1, 1973.
6. ALEXANDRU C.: Indreptar pentru electricieni. Editura scrisul românesc, 1973.
7. ANGOT A.: Complimente de matematicii pentru inginerii din electrotehnică și din telecomunicații. Editura tehnică, București, 1966.
8. APETREI C.: Elemente privind calculul excitației cu înfășurări divizate la mașinile sincrone cu poli înecați. Studii și cercetări energetice, Nr.4, 1972.
9. APETREI C.: Considerații asupra sistemelor de excitație ale mașinilor sincrone de mare putere. Studii și cercetări energetice, Nr.3, 1967.
10. APETREI C.: Variația excitației mașinii sincrone în regimuri dinamice. Studii și cercetări energetice, Nr.1, 1970.
11. APETREI C.: Variația indicilor tehnico-economici ai mașinilor sincrone cu sistem de răcire directă. Studii și cercetări energetice, Nr.4, 1959.
12. ATANALIU G.: Mașini electrice speciale Vol.1. Introducere în teoria unitarilor a mașinilor electrice. Timișoara, 1976.
13. ATANALIU G.: Transformări de variabile în teoria mașinilor electrice. C.H.E.E. Timișoara, septembrie 1982.
14. BALET W.I., WEBB R.: Reactive power and Its Control in a Large Metropolitan Electric Supply System. I.E.E.E. Trans., P.A.S.87, Nr.1, 1968.

15. BARRAL A.: Regulation des alternateurs de grande puissance excités par alternateurs inverses et redresseurs tournants. R.G.E. Nr.4, 1970.
16. BARRET Ph.: Evolution de la technique des systèmes d'excitation et de fonction qui leurs sont demandées. Conséquences sur les spécifications. R.G.E., Nr.4, 1970.
17. BARRET Ph.: Détermination des paramètres des machines synchrones par la méthode d'analyse fréquentielle. R.G.E., Nr.12, 1967.
18. BARRET Ph.; ROUQUEFORT V.M.: Calculation and Measurement of Frequency Response of Large Turbogenerator in the Presence of Small Disturbance. I.E.E.E., Transactions, on PAS 92, Nr.4, 1973.
19. BALA C.: Maşini electrice. E.D.P., Bucureşti 1979.
20. BELAVATKI Z.M.: O' diagrafne depustimih nagruzok turbogeneratorov, T.V.G. 200. Elektriceskie Stanţi, Nr.4, 1974.
21. BHARALI V.K.: Root-Locus Study of Dynamic Stability of Salient and Non-Salient Pole Synchronous Generator. Electrotechnicky Nr.5, 1973.
22. BHARALI P., ADKINS B.: Operational impedances of turbogenerators with solid rotor. Proceedings of. I.E.E.E., Vol.110, Nr.12, 1963.
23. BIROLINI A şi CLEMENT L.: Simulation sur l'ordinateur analogique d'une installation hydroélectrique en marche isolée sur charge ohmique symétrique. Bulletin de L'Association Suisse des Electriciens, Nr.20, 1972.
24. BOTVINIK M.M.: Asincronizirovivarîa sinhronaia maşina osnovi teorii. Moskva-Leningrad Gosenergoizdat, 1963.
25. BOTVINIK M.M., SHAKARYAN Iu.G.: Upravliaemaa maşina pereinovo toka. Izd.Nauka Moskva-Leningrad, 1969.
26. BUCUR C.M.: Metode numerice. Editura Facla, 1973.
27. BUNGET I.s.a.: Compendier de fizică pentru admitere în învăţământul superior. Editura ştiinţifică, Bucureşti, 1972.
28. BURBA CHER F.: Energiewirtschaft im Rahmen der E.W.G. Elektr. Wirtschaft, Bd.62, 1963.
29. BYRSLEY R.T., SKOGING J.W., KEAY F.W.: Control of Generator Excitation for Improved Power System Stability Proceedings of the American Power Conference, Vol.69, 1967.

30. CANAY M.: Block Diagrams and Transfer Functions of the Synchronous Machine. I.E.E.E. Transactions, PAS 85, Nr.9, 1966.
31. CIMPEANU A.: Maşini electrice. Scrisul român. Craiova, 1977.
32. CLORITSCH M.: Möglichkeiten der Verbesserung der Stabilität und der Spannungsregelung von Synchronmaschinen mit Hilfe der Gleichrichter-erregung. Elektrotechnik und Maschinenbau, Nr.2, 1968.
33. CONCORDIA Gh.: Effect of Prime-Mover Speed Control characteristics on Electric Power System Performance. I.E.E.E. Transactions on PAS-88, Nr.5, 1969.
34. CRISAN O.: Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina sincronă liniarizată. II-Ecuaţiile în unităţi relative pentru maşina transformată şi redusă la stator. Electrotehnica 25, Nr.1, 1977.
35. CRISAN O.: Funcţionarea generatorului sincron în regim tranzitoriu considerând elementele sale neliniare şi elementele exterioare. Teză de doctorat. Timişoara, 1971.
36. CRISAN O.: Theory and Control in Synchronous Machines. Madison Wisconsin, 1971.
37. CRISAN O.: Sisteme electrice. Regimuri staţionare simetrice normale. Litografia I.P.T., 1970.
38. CRISAN O.: Ecuaţiile de funcţionare pentru maşina sincronă liniarizată. I- Sistematizarea şi ordonarea convenţiilor şi ipotezelor. Ecuaţiile în coordonate de fază. Electrotehnica, 24, Nr.7, 1976.
39. CRISAN O.: Sisteme electroenergetice. E.D.P. Bucureşti, 1979.
40. DANILEVICI B.ş.a.: Parametrii maşinilor de curent alternativ. Editura tehnică, Bucureşti, 1968.
41. DANDENO P.L. ş.a.: Effects of Synchronous Machine Modeling in Large Scale System Studies. I.E.E.E. Transactions on PAS-92, Nr.2, 1972.
42. DANIELS A.R.: Optimal and suboptimal excitation control of dual-excited synchronous generators. Proceedings I.E.E.E., vol.123, Nr.10, 1976.
43. DE BELLO P.P., CONCORDIA G.: Concepts of Synchronous Machine Stability as Affected by Excitation Control. I.E.E.E. Transactions on PAS-89, Nr.4, 1969.

44. DE MELLO F.P., EVART D.N., TOMOSHON M.: Stability of Synchronous Machines as Affected by Excitation Systems Machine and System Parameters. Proceedings of the American Power Conference, Vol.27, 1965, p.(1150-1118).
45. DE MELLO F.P.: The Effects of Control. American Power Conference, 1969.
46. DE SARKAR A.K., DHARMA R.M.: Stabilization of Synchronous Machine through Output Feedback Control. I.E.E.E. Transactions, PAS-92, Nr.1, 1973.
47. DI CAPRIO V., SACCOMANO F.: Non Linear Stability Analysis of Multimachine Electric Power Systems. Ricerche di Automatica Vol.1, Nr.1, 1973.
48. DIMO P. ș.a.: Calculul și proiectarea sistemelor electroenergetice. Editura tehnică, București, 1971.
49. DINGLEBY I.L. ș.a.: Optimized Transient Stability from Excitation Control of Synchronous Generators. I.E.E.E. Transactions, PAS-87, Nr.8, 1968.
50. DINGLEBY I.L., KENNEDY M.W.: Concept of synchronous generator stability. Proceedings, I.E.E.E., Nr.1, 1964.
51. DOBRANIS A. și MAGUREANU R.: Cu privire la performanțele mașinii sincrone cu excitație pe două axe. Electrotehnica, Nr.12, 1973.
52. DOBRANIS A.: Considerații privind mașinile sincrone cu excitație pe două axe.. Studii și cercetări energetice, Nr.1, 1972.
53. DOBRANIS A. și MAGUREANU R.: Îmbunătățirea stabilității sistemelor energetice prin utilizarea generatoarelor sincrone cu excitație pe două axe. Energetica Nr.6, 1973.
54. DOBRANIS A.: Funcționarea generatoarelor sincrone de mare putere în regim de absorbție a puterii reactive. Electrotehnica Nr.2, 1972.
55. DORDEA T.: Mașini electrice. Editura didactică și pedagogică, București, 1970.
56. DORDEA T.: Beitrag zur Zweiachsentheorie des elektrischen Maschinen. Archiv für Elektrotechnik, Bd. 50, Heft 6, 1966.
57. DOHN W.S. și M.C. CRACKEN D.D.: Metode numerice cu programare în FORTRAN IV. E.T. București, 1976.
58. DRAGOMIR L., PRETIL ȘT.: Teoria sistemelor și reglării automate. Litografia I.P. "Traian Vuia" Timișoara, 1978.

59. BUDA V.: Excitația pe două axe ca mijloc de lărgire a domeniului de funcționare stabilă a generatoarelor sincrone. *Buletin științific al I.R.T.*, tom 22, fasc.1, 1977.
60. BUDA V.: Considerații asupra sistemelor de unități relative folosite în teoria unităților relative. C.N.E.E. Timișoara 1982, vol.3. Generatoare electrice.
61. BUDA V., CHEJU P.: Considerații asupra sistemelor de transformări de înălțime și de fază în sistemul d.q.o., C.N.E.E., Craiova 1984, vol.3. Generatoare electrice.
62. BUDA V.: La définition de la composante d'indice zéro du système de composées d, q, o , à l'ordre du calcul symbolique avec extension à la machine polyphasée. *Bul. șt. I.R.T., Electrotehnică*, tom 25, fasc.2, 1980.
63. BLOMCOGAN S., KUPFERAICU A.: Suboptimal Control of Power Systems Using Simplified Models. I.E.E.E. Transactions PAS-91, Nr.3, 1972.
64. BRIBALLY M.M., BOO M.D.: Sensitivity Analysis in the Optimal Design of Synchronous Machine Regulation. I.E.E.E. Transactions, PAS-93, Nr.5, 1974.
65. EL SBRINI M.K., SERRA D.M.: Dynamic System Stability Part I., Investigation of the Effect of Different Loading and Excitation Systems. I.E.E.E. Transactions, PAS-92, Nr.5, 1973.
66. EL SERRA A.M., MADR L.A.: Extension of the under-excited stable region of the dual-excited synchronous machine. I.E.E.E. Transactions, PAS-92, 1973.
67. FAZEV D.K. și FADEEVA V.R.: *Vichislitelnie metody lineinoi algebr.* Izdanie otordé dopolnenoe Moskva Leningrad, Fizmatgiz, 1963. •
68. FAZLOLLAH R.: *Spații liniare.* E.D.P. București, 1973.
69. FOLLNER O.: *Nichtlineare Regelung.* Bd.3, Oldenburg Verlag, München-Wien, 1970.
70. GIBSE B.A., LITKINS I.V.: *Practiceskii sposob vitora stabilizirovaniia parametrov. A.S.V. silnovo deistvia,* I.A.R., Nr.6, 1970.
71. GHEORGHIU S.I., IRANCUA S.A.: *Tratat de mașini electrice, Vol.IV. Mașini sincrone.* Editura Academiei R.S.R., 1972.
72. GHEORGHIU S.I., IRANCUA S.A.: *Tratat de mașini electrice, Vol.III. Mașini asincrone.* Editura Academiei R.S.R., 1971.

73. GHEORGHE O. ș.a.: Aspecte noi ale cercetării stabilității sistemelor cu ajutorul calculatoarelor cifrice. Studii și cercetări energetice, Nr.4, 1971.
74. GHEORGHE S. și HUGO R.: Circuite electrice neliniare și parametrice. Editura tehnică București, 1973.
75. GLEBOV J.A. : Sistem vozbujdenia sinhtonih generatorov s upravleeniim preabazovatelimi. Moskva-Leningrad. Izd-vo Akademia Nauk S.S.S.R., 1960.
76. GOREV A.A.: Perehodnoe proțesi sinhronoi mașini. Leningrad-Moskva, 1958.
77. GORIONOV Iu.P., LEVINSTEIN, M.L., RAGOSIN A.A., SCERBAKOV O.V.: Metodii rezultați isledovanii statičeskoj ustoičivosti električeskih sistem, soderjascih generatori ARV silnova deistvia. I.A.N., Nr.6, 1970.
78. GORSKII Iu K., ș.a.: Necătorie rezultați rabot pō tīfrovīm impulsotīfrovīm reguliatorom vozbujdenia i metodam issledovanii. I.A.N., Nr.6, 1970.
79. GRALIGER I.I., ALBARI R.: The Effect of Non-Dynamic Parameters of Excitations System on Stability Performanțe. I.E.E.E. Trans. Nr.1, 1972.
80. HAMDİ SEPEN C.: Sur une possibilité d'augmenter la puissance limite transmissible par une ligne de transport d'énergie. R.G.E., Nr.10, 1959.
81. HAMDİ SEPEN C.: Procédé de stabilisation de la machine synchrone en régime transitoire. R.G.E., Nr.1, 1966.
82. HARLEY R.G., ADKINS B.: Stability of synchronous machine with divided-winding-rotor. Proceedings I.E.E., Nr.5, 1970.
83. HERONARD M.: Systèmes d'excitation des turboalternateurs. Fonction-Choix et étude des performances. R.G.E., Nr.4, 1970.
84. HOCHSTETTER, W.: Dynamisches Verhalten von Synchrongeneratoren mit lastabhängigen Erregungssystemen. E.T.Z.-A, Heft 18, 1965.
85. JACKSON W.B., WINCHESTER H.L.: Direct and Quadrature-Axis-Equivalent Circuits for Solid-Rotor Turbine Generators. I.E.E.E. Transactions, on PAS-88, Nr.47, 1969.
86. JACOVIDES L.I. și ADKINS B.: Effect of excitation regulation on synchronous-machine stability. Proceedings I.E.E., Vol.113, Nr.6, 1966.

87. JARVISON R.A.: Eddy-current effects in solid unslatted iron rotors. Proceedings of I.E.E., Nr.6, 1968.
88. JARVISON R.A.: Effects of state on eddy currents in solid iron rotors. Proceedings of I.E.E., Nr.6, 1968.
89. JIDAROV P.S.: Stabilitatea sistemelor electrice. Editura energiei de stat, 1962.
90. JERVE G.K.: Incercarile masuratori electrice rotative. Editura tehnica, Bucuresti, 1972.
91. KALLIBI C.I.: Choosing power system voltage regulator parameters by use of standard forms. Proceedings I.E.E. Vol.117, Nr.9, 1970.
92. KAMUROGO H., VYEDR K.: New measurement of Synchronous Machine Quantities. I.E.E.E. Transactions on PAS-87, Nr.11, 1968.
93. KAPOOR S.C., KOLLI S.S. si ADAMS B.: Improvement of alternator stability by controlled quadrature excitation. Proceedings I.E.E., Vol.116, Nr.5, 1969.
94. KAPOOR S.C.: Dynamic Stability of Long Transmission Systems with Static Compensators and Synchronous machines. I.E.E.E. Transactions, Nr.1, 1979.
95. KAZOVSKI E.Ia.: Perehodnie protsessi v elektriceskih masinah peremennovo toka. Izd-vo Akad.Nauk, Moskva-Leningrad, 1962.
96. KILBARK E.W.: Power system stability Vol.III. Synchronous Machines. John Wiley Sons, London, 1976.
97. KOVACS K.Pol.: Analiza regimilor tranzitorii ale masinilor electrice. Editura tehnica Bucuresti, 1980.
98. KRAMS A.: Die Entwicklung des Verbrauchs elektrischer Energie. E.T.Z.-B, 117, 1968.
99. LABUNST I.A., LCHATOV A.P.: Efektivnosti raboti generatora s prodolino-poperecinia. vozbujudeniem v ustonovivishnia regimah. Elektricesstvo, Nr.5, 1981.
100. LAJLES Th.: Teoria masinii sincrone in regim tranzitoriu. Traducere din limba rusă, 1964.
101. LANGRISHON, B.A.: Matrix analysis of dynamic stability in synchronous multimachine systems. Proceedings I.E.E., Vol.117, Nr.2, 1966.
102. LING S.W.: A New Excitation System for Synchronous Alternators. I.E.E.E. Transactions, Nr.1, 1969.

103. LIATKER I.I.: Postroenie zakona regulirovanie vozbuždenia sinhronih mašin v elektpenergheticescoi sistema s teliu povišenia predelev dinamicescoi ustoičivosti i obespečenia bîstrovo gasenie kocianii. I.A.N., Nr.6, 1970.
104. LITKENS I.V. ș.a.: Vîrobat zakoho regulirovania sinhronoi mașini s prodolino-poperecinim vizbuždeniem. Elektricestvo, Nr.8, 1977.
105. LCKAY H.: Effect of Turbine-Generator Representation in System Stability Studies. I.E.E.E. Transactions, PAS-84, Nr.10, 1965.
106. LIUBARSKII V.G., PALBEV A.V.: Analiz trebovanii k parametram elementov ARV silnovo zakonahî regulirovania vozbuždenia. I.A.N., Nr.6, 1970.
107. LANCUR G. ș.a.: Generator Models Established by Frequency Response Tests. I.E.E.E. Transactions, PAS-91, Nr.5, 1972.
108. MALIK O.P., EL-SANDAKLEY A.A.M.: Unified Control for synchronous machine stabilization. Proceedings I.E.E.E., Vol.121, Nr.8, 1974.
109. MOUSSA H.A.M., YAO NAN YU.: Optimal Power System Stabilization through Excitation and/or Governor Control. I.E.E.E. Transactions, Nr.3, 1972.
110. MANGHILEV V.I.: Ustoičivosti turbogeneratorov mașinostii 60-100 MW, pri rabote v regime nedvozbuzdenia. Elektricestkie Stanții, Nr.3, 1973.
111. HAGY I.: Analysis of Minimum Excitation Limits of Synchronous Machine. I.E.E.E. Transactions, Nr.6, 1970.
112. NEDELCU N.V.: Cu privire la scrierile ecuațiilor generale ale mașinii sincrone. Electrotehnica, Nr.11, 1963.
113. NEDELCU N.V.: Regimurile de funcționare ale mașinilor de curent alternativ. Editura tehnică, București, 1968.
114. NEDELCU N.V.: Teoria convergiei electromagnetice. Editura tehnicii București, 1978.
115. NICOLAIDE A.: Mașini electrice vol.II. Editura Scrisul românesc, 1975.
116. NOVAC I.: Mașini electrice, Timișoara, 1969.
117. OLIVE D.V.: New Techniques for the Calculation of Dynamic Stability. I.E.E.E. Transactions, Nr.7, 1966.

118. PANTELIMON I., DABULEANU AL.: Considerații privind alegerea parametrilor reguletoarelor automate de tensiune în regim dinamic. *Energetica*, Nr.9, 1971.
119. POPULEA E.: Calculul regiunilor de funcționare ale sistemelor electrice. Editura tehnică, București, 1977.
120. RAMA LURTHI M. și HOGY B.: Iminent performance of doubly excited synchronous machine. *Proceeding I.E.E.*, 118, Nr.1, 1971.
121. RICHTER R.: Mașini electrice I. Elemente generale de calcul. Mașini de curent continuu. Editura tehnică, București, 1958.
122. RICHTER R.: Mașini electrice vol. IV. Mașini cu colector de curent alternativ mono și polifazate. Grupuri de mașini de reglaj. Editura tehnică București, 1969.
123. ROGERS G.J., SMITH J.R.: Synchronous-machine model including eddy currents. *Proceedings I.E.E.*, Nr.4, 1973.
124. ROMAN S, KAPICOR S.C.: Synthesis of optimal regulator for synchronous machine stabilisation. *Proceedings I.E.E.*, 119, Nr.9, 1972.
125. RUEBLE G.: Construcția generatoarelor între ultimii zece ani și următorii zece ani. *R.G.E.* Nr.6, 1973.
126. SALVADORI L.G., ARON M.C.: Metode numerice în tehnica reglării. E.T. București, 1972.
127. SCHULTZ R.P., JONES W.D.: Dynamic Models of Turbine Generators Derived from Solid Rotor Equivalent Circuits. *I.E.E.E. Transactions*, PAS-92, Nr.3, 1973.
128. SEBASTIAN L.: Automatica. E.D. București.
129. SHREING BL M.K., FOUAD A.A.: Digital Analysis of Excitation Control for Interconnected Power Systems. *I.E.E.E. Transactions*, Nr.2, 1971.
130. SOFER D.A. și PAGO A.R.: Divided winding-rotor synchronous generator. *Proceedings I.E.E.*, Nr.1, 1969.
131. STANOV V.A., SNEDEMAN A.: Steady-state stability of alternators and effects of voltage regulators. *Proceedings I.E.E.*, 114, Nr.7, Nr.1.
132. SUKRAJAN I., MALIK C.: Dynamic-stability analysis of d.w.r. synchronous generators with feedback stabilised voltage and angle regulators. *Proc.IEE*, 118, Nr.12, 1971.

10. SERBANIAN P., MALIK O.P.: Sensitivity analysis of d.w.r. synchronous generator. Proceedings I.E.E., 118, Nr.12, 1971.
11. SERBANIAN P., MALIK O.P.: D.W.R. synchronous-machine response to unbalanced faults. Proceedings I.E.E., 118, Nr.12, 1971.
12. SERBANIAN P., MALIK O.P.: Transient-stability studies of d.w.r. synchronous generator. Proceedings I.E.E., 118, Nr. 12, 1971.
13. TARASIAK D.G.: Influence of Excitation System Parameter and Generator Saturation on transient Response of Excitation Systems. Journal of the Institution of Engineers (India), Vol.53, 1972.
14. TIMOŢIU A. ş.a.: Lecţii de Bazele electrotehnicii. Editura didactică şi pedagogică, Bucureşti, 1970.
15. ULIANOV S.A.: Regimuri tranzitorii ale sistemelor electrice. Editura tehnică, Bucureşti, 1967.
16. VILANESCU C. ş.a.: Procedee de ameliorare a funcţionării stabile a generatorilor mari la sistem. Energetica, Nr.6, 1970.
17. VILKOV V.A., STROEV, V.Á.: Obščee o ustoičivosti elektriceskih sistemov pod aržatočnogo režimo sinhronie generatori. Elektricesstvo, Nr.12, 1971.
18. VILKOV V.A., STROEV V.A., LILKOV V.A.: O sinteze ARV sinhronih generatorov elektricesnih sistem, I A N, Nr.4, 1969.
19. VILKOV V.A.ş.a.: Sintez regulirovanie v elektricesnih sistemah. Elektriceskie Stanşii, Nr.6, 1960.
20. VILKOV V.A.: Pereshodnie elektromehhaniceskie protsessi v elektricesnih sistemah. Izd. Vsesia şkola, Moskva, 1970.
21. VILKOV L.P.: Klasifikaşia diferencialnih uravnenii. Goresva-Parka. Elektricesstvo; Nr.11, 1959.
22. VILKOV L.P., VIRECOV D.V.: K voprišu o razlicnom napişanii diferencialnih urovnanii. Goresva-Parka (v peremenih Ψ). Elektricesstvo, Nr.11, 1959.
23. VICKERS V.J.: Record trends for turbogenerators. Proceedings I.E.E., 121, Nr.11, 1974.
24. WATSON W., MARCHUR G.: Experience with Supplementary Damping Signals for Generator Static Excitation Systems. I.E.E.E. Transactions PAS-92, Nr.1, 1973.

147. WILLIAMS H.: Entwicklungstendenzen im Elektromaschinenbau.
E.T.Z.-A, Bd. 57, 1963.
148. WOOD D.C., WOODS A.H.: Electromechanical energy conversion.
New York, John Wiley, 1960.
150. YAO NAN YU, VARSORBJA K.: Steady-State Stability Limits of a
Regulated Synchronous Machine connected to an Infinite
System. I.E.E.E. Transactions, Nr.7, 1966.
151. YAO NAN YU: Optimal Stabilisation of a Multi-Machine System.
I.E.E.E. Transactions, Nr.3, 1972.
152. YAO NAN YU, VARSORBJA K.: Application of an Optimal Control
Theory to a Power System, I.E.E.E. Transactions Nr.1,
1970.
153. ZIGMAN M.: Reglajul unghiilor rotorice, domeniul de aplicatie
si cerintele impuse instalatiilor de excitatie a gene-
ratoarelor sincrone. Electrotehnica, Nr.1, 1969.
154. * * * Computer Representation of Excitation System, I.E.E.E.
E. Transactions Committee report, Nr.6, 1968.
155. * * * Sistemele vozbujdenia i regulirovania masini i masinile
staticecne preobrazovateli. Moskva-Leningrad, Izd.
Nauka, 1967.
156. * * * Sistemele vozbujdenia i regulirovania i ustojcivosti sin-
chronih masin. Leningrad, Izd. Nauka, 1968
157. * * * Tiristornaia preobrazovateli, Moskva, Izd. Nauka, 1970.
158. * * * Etudes sur des machines excitées selon les deux axes,
longitudinal et transversal, perspectives d'utilisa-
tion de ces machines dans les systèmes électriques,
rapport OGRE Nr.11-05 august 1980.
159. * * * Discussion on "Performance of dual-excitation syn-
chronous generator at leading power factor", "Dyna-
mic performance of field regulated synchronous machines
and "Control of dual-excitation generator using deriva-
tives of rotor angle". Proceedings I.E.E.E., vol.103,
Nr.2, 1975.

Usta Izvestija Akademijskaja Otdeljenja tehniceskijh nauk SSSR
notat cu J.A.N.