

MINISTERUL EDUCATIEI SI INVATAMINTULUI

**INSTITUTUL POLITEHNIC "TRAIAN VUIA" TIMISOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICA**

Ing. Biriescu Marius

**DETERMINAREA UNOR PARAMETRI ELECTROMAGNETICI
SI CARACTERISTICI ALE CIMPULUI MAGNETIC DIN INTREFIER
LA MASINI SINCRONE DE PUTERE MARE**

TEZA DE DOCTORAT

**BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMISOARA**

**Conducător științific,
Prof.dr.ing. TOMA DORDEA**

- 1985 -

INSTITUTUL POLITEHNIC TIMISOARA	
BIBLIOTECA	
Nr. 472312	
Data 04/05/85	

C U P R I N S

	Pag.
INTRODUCERE.	1
Cap.1. ASPECTE GENERALE PRIVIND ECUATIILE SI PARAMETRII MASINILOR SINCRONE.	5
1.1. PRINCIPII GENERALE	5
1.1.1. Ipoteze de bază	5
1.1.2. Sistemul axelor de coordonate. Sensuri pozitive.	6
1.1.3. Sistemul unităților raportate	8
1.1.4. Reducerea înfășurărilor	10
1.1.5. Substituirea înfășurărilor scurt- circuitate ale rotorului cu înfăș- surări echivalente bifazate, la mașini sincrone.	14
1.1.6. Parametrii înfășurărilor rotorice echivalente.	19
Cap.2. PARAMETRII FIZICI SI PARAMETRII ECHIVALENTI CARE INTERVIN IN ECUATIILE DE ANALIZA ALE RE- GIMURILOR TRANZITORII.	27
2.1. ECUATIILE SI PARAMETRII MASINII SINCRONE CU POLI PROEMINENTI IN SISTEMUL DE COOR- DONATE AL FAZELOR	27
2.1.1. Ecuațiile înfășurărilor reale.	27
2.1.2. Fluxurile și inductivitățile ma- șinii sincrone reale	29
2.2. ECUATIILE SI PARAMETRII MASINII SINCRONE CU POLI PROEMINENTI IN SISTEMUL DE COOR- DONATE d și q	37
2.2.1. Schimbarea variabilelor. Transfor- marea curenților în coordonate d , q și i ,	37

2.2.2. Ecuațiile tensiunilor și fluxurilor în coordonate α , β și d , q . Legă- tura dintre parametri reali și pa- rametri echivalenți.	41
Cap.3. METODOLOGIE DE DETERMINARE A PARAMETRILOR MASI- NII SINCRONE, FOLOSIND PRELUCRAREA NUMERICA A REZULTATELOR OBTINUTE IN UNELE REGIMURI TRANZI- TORII.	45
3.1. ECUATIILE PENTRU REGIMURI TRANZITORII PAR- TICULARE IN VEDEREA DETERMINARII PARAMETRI- LOR DUPA AXELE "d" și "q"	45
3.1.1. Ecuațiile pentru poziția longitudi- nală a rotorului - atenuare longitu- dinală	45
3.1.2. Ecuațiile din încercarea de stingere a cimpului cu statorul deschis	52
3.1.3. Ecuațiile de la încercarea după axa transversală	61
3.2.1. Realizarea practică a încercărilor de regim tranzitoriu. Realizarea prac- tică a încercării după axa d	66
3.2.2. Influența saturației	76
3.2.3. Programul pentru prelucrarea numerică a oscilogramelor și calculul parame- trilor. Rezultate obținute	90
Cap.4. CIMPUL MAGNETIC DIN INTREFIERUL MASINILOR SIN- CRONE	104
4.1. FORMA OPTIMA DE REPARTITIE A INDUCTIEI MAG- NETICE IN INTREFIERUL MASINILOR SINCRONE.	104
4.1.1. Condiții de optim	104
4.1.2. Realizarea condițiilor de optim la o mașină cu poli preeminenți.	106
4.1.3. Realizarea condițiilor de optim la o mașină cu poli înecați.	111
4.2. DETERMINAREA EXPERIMENTALA A REPARTITIEI CIMPULUI MAGNETIC DIN INTREFIER.	123

4.2.1. Metode clasice de determinare experimentală a câmpului magnetic123
4.2.2. Metodă experimentală de studiu a câmpului din întrefier cu separa- rea numerică a armonicilor - metoda filtrelor de spațiu.124
4.2.3. Aplicarea practică a metodei fil- trelor de spațiu. Programul de prelucrare numerică a înregistră- rilor. Rezultate obținute131
Cap.5. CONCLUZII144
A n e x a 1148
A n e x a 2154
A n e x a 3173
BIBLIOGRAFIE188

I N T R O D U C E R E

În instalațiile echipate cu mașini sincrone se manifestă în prezent două tendințe: creșterea puterii unitare a mașinilor și creșterea nivelului de automatizare a acestor instalații. Actual, aceste tendințe au implicații atât asupra proiectării cât și asupra încercării și determinărilor experimentale de pe standurile întreprinderilor care realizează astfel de mașini.

O implicație importantă se referă la orientările noi care apar în domeniul tehnicii de încercare a mașinilor sincrone mari, prin folosirea unor metode și mijloace moderne de determinare a mărimilor și de prelucrare a rezultatelor.

Industria noastră electrotehnică produce toate mașinile sincrone necesare economiei naționale, cât și mașini sincrone destinate exportului. Acestea sînt în majoritatea cazurilor mașini de putere medie și mare, serii mici de producție, unicate sau comenzi speciale. Instalațiile și complexele de instalații echipate cu mașini sincrone, care au, prin mărimea și funcțiile pe care le îndeplinesc, o importanță deosebită în economia națională, trebuie să aibă o funcționare sigură și cu pierderi energetice minime. Aceste condiții nu pot fi satisfăcute decît printr-un înalt grad de automatizare. Automatizarea proceselor din aceste instalații necesită cunoașterea precisă a parametrilor reali ai mașinii sincrone. De aceea în condițiile extinderii conducerii automate a acestora, a introducerii calculatoarelor de proces, se impune ca o necesitate actuală studiul și perfecționarea unor metode de determinare precisă a parametrilor reali ai mașinilor sincrone, fără de care mașina nu poate fi introdusă într-un sistem automat.

Din alt punct de vedere, cunoașterea cu precizie ridicată a unor parametri funcționali, pe bază experimentală, în care se include și influența tehnologiei, la mașinile deja realizate se reflectă în mod pozitiv asupra proiectării acestor mașini. Prin compararea datelor experimentale cu cele de proiectare se pot modifica unele date care țin de domeniul experienței de proiectare și de fabricație.

Metodele de determinare experimentală a parametrilor mașinilor sincrone, pe standurile industriale, impuse de standarde și

norme interne sînt de tip grafic sau grafo-analitic. Ele implică determinarea experimentală a mai multor dependențe sub formă grafică, a căror prelucrare grafică sau grafo-analitică se finalizează prin determinarea, de obicei, a unui singur parametru. Aceste metode presupun funcționarea în sarcină a mașinii.

Exemplul tipic în acest sens îl constituie separarea celor două componente ale reactanței sincrone longitudinale (reactanța de reacție longitudinală și reactanța de dispersie) prin metoda clasică utilizînd caracteristica de scurtcircuit trifazat simetric și caracteristica în sarcină inductivă.

Pentru mașinile sincrone de putere mare încercarea în sarcină este dificilă și uneori imposibil de realizat într-un stand industrial de încercări. Pe de altă parte, determinarea unor dependente funcționale complete în regimuri stabilizate de funcționare la aceste mașini, implică un transfer considerabil de energie, care datorită specificului încercărilor nu poate fi recuperată, deci apar pierderi energetice mari.

Ca urmare, este o problemă de actualitate perfecționarea unor noi metode de încercare, larg aplicabile, care să nu solicite mașina, de precizie ridicată și pe cît posibil cu consumuri energetice scăzute. Un domeniu care a fost puțin utilizat în practică în situații concrete, datorită volumului mare de calcule și performanțelor care trebuiau să fie satisfăcute de aparatura de măsură, este determinarea parametrilor din anumite regimuri tranzitorii. Acest domeniu revine în atenția specialiștilor datorită perfecționării metodelor de înregistrare și prelucrare a rezultatelor. Avantajul utilizării regimurilor tranzitorii îl constituie numărul mare de parametri care se pot determina din cîteva încercări și consumuri de energie mult mai mici decît la probele clasice.

Lucrarea are în vedere determinarea unor parametri și caracteristici ale câmpului magnetic din întrefier la mașini sincrone de putere mare, prin tehnici de încercare și prelucrare a rezultatelor care să corespundă necesităților fabricilor care produc aceste mașini.

Scopul principal al lucrării a fost ca, printr-o strînsă legătură cu practica industrială, materialul elaborat să răspundă unor cerințe actuale, iar rezultatele obținute să aibă o utilitate imediată, fiind în totalitate aplicabile pe standurile care încercă mașini sincrone din țara noastră.

In capitolul 1 sînt date elementele generale care stau la baza stabilirii ecuațiilor, în vederea determinării parametrilor la mașini sincrone. Se insistă asupra unor aspecte legate de reducerea și substituirea înfășurărilor.

Capitolul 2 conține o analiză detaliată a parametrilor fizici și parametrilor echivalenți, la mașini sincrone. În acest capitol se aduc contribuții constînd în dezvoltarea aspectelor teoretice referitoare la legătura dintre parametrii fizici și parametrii echivalenți în relații specifice, făcîndu-se și interpretările fizice care rezultă.

În capitolul 3 se analizează unele regimuri tranzitorii particulare, utile la determinarea parametrilor. Pe baza particularizării relațiilor generale prezentate anterior, se dezvoltă o metodologie de determinare a parametrilor care trebuie să se cunoască prin încercări pe un stînd industrial. În acest capitol se aduce o contribuție teoretică prin demonstrarea riguroasă și completă a legăturii dintre parametrii mașinii sincrone, care apar în regimul uzual de funcționare și parametrii care intervin în anumite regimuri tranzitorii particulare, de stingere a cîmpurilor magnetice. Se prezintă în mod concret și complet tehnica de determinare practică a unsprezece parametri echivalenți, printr-un program general de prelucrare numerică, cu concluziile care rezultă din analiza unui mare număr de oscilograme obținute la încercarea unor mașini mari, aceste aspecte constituind contribuții ale autorului. La finele capitolului se prezintă rezultatele obținute pentru o mașină sincronă de putere mare, element component al unui obiectiv industrial actual.

Capitolul 4 se referă la determinarea practică în regim dinamic a structurii cîmpului magnetic din întrefier, strîns legată de determinarea parametrilor echivalenți. În prima parte a capitolului se analizează principiile de repartiție optimă a cîmpului magnetic din întrefierul mașinilor sincrone și modul în care ele se pot respecta în practică. Determinarea structurii cîmpului în întrefier printr-un program numeric de prelucrare a înregistrărilor, cu separarea armonicilor de spațiu ale cîmpului magnetic din întrefier, cu precizările și interpretările de utilitate practică care rezultă, constituie contribuții ale autorului. Pentru a păstra o structură unitară a lucrării, la sfîrșitul acestui capitol se prezintă oscilogramele și rezultatele concrete obținute din analiza structurii cîmpului magnetic din întrefierul aceleiași mașini sincrone, pentru care au fost determinați și parametrii în capitolul anterior.

Rezultatele lucrării au fost verificate și s-au aplicat în cadrul unor numeroase încercări efectuate pe mașini sincrone de putere mare, în standul de încercări al Intreprinderii Constructoare de Mașini Reșița. Tehnologiile de încercare astfel perfecționate precum și programele de calcul aferente, se utilizează în acest stand în cazul mașinilor mari, când de regulă metodele clasice nu se pot aplica.

Capitolele 3 și 4 s-au aplicat integral în contracte de cercetare /35/, /40/, /41/, prin care s-au dat soluții concrete pentru unele probleme ridicate la încercarea mașinilor sincrone de putere medie și mare, mașini care au intrat în componența unor obiective importante ale economiei noastre naționale.

Capitolul 1

ASPECTE GENERALE PRIVIND ECUATIILE SI PARAMETRII MAȘINILOR SINCRONE.

1.1. PRINCIPII GENERALE.

1.1.1. Ipoteze de bază.

Procesele care au loc în mașinile electrice sînt în general așa de complexe încît descrierea lor matematică și studiul analitic, nu se pot face decît cu o serie de simplificări. Complexitatea este și mai mare dacă ne referim la regimurile tranzitorii, de la care printr-o tratare matematică adecvată, se pot extrage informații complete despre unii parametri, în funcție de regimul analizat. Dificultățile principale ale studiului provin din neliniaritatea caracteristicii de magnetizare, parametrii echivalenți depinzînd de valorile curenților din înfășurări. Pentru a evita obținerea unor sisteme prea complicate și voluminoase de ecuații neliniare, se neglijează unii factori de importanță secundară, obținîndu-se o mașină idealizată.

În mod obișnuit pentru a putea rezolva complet ecuațiile care descriu regimurile tranzitorii ale mașinii electrice, se admit următoarele ipoteze:

1. - absența saturației magnetice;
2. - absența fenomenului de histereză;
3. - repartizarea sinusoidală în spațiu a solenității și a inducției magnetice în întrefier;
4. - independența cîmpului de dispersie deci și a reacțanțelor de dispersie de poziția rotorului.

Diferențele dintre mașina idealizată și mașina reală, constă și în aceea că fiecare înfășurare a mașinii reale, sau o parte a ei reprezentînd un circuit separat independent, se substituie în mașina idealizată cu o bobină. Aceste bobine, în mașina reală le pot corespunde un număr mare de conductoare, repartizate sub mai mulți poli. De exemplu înfășurarea trifazată a statorului unei mașini de c.a. se înlocuiește cu trei bobine, repartizate una față de alta cu un unghi de $2\pi/3$. Înfășurarea de amortizare a mașinii sincrone, constînd dintr-un număr mare de bare, prin care trec curenți diferiți ca mărime, se înlocuiește cu două bobine, decalate

cu un unghi de $\pi/2$.

Exploatarea practică a mașinilor arată că studiul proceselor tranzitorii din mașinile electrice, făcut pe baza mașinii idealizate dă rezultate, în concordanță suficient de bună cu rezultatele experimentale. Regimurile tranzitorii și în special regimurile tranzitorii particulare, au revenit în atenția cercetării, nu pentru frecvența de apariție în exploatarea mașinilor sincrone, ci pentru utilizarea acestor regimuri în standurile de încercări. O caracteristică a acestei orientări, este faptul că în general, din câteva procese tranzitorii în cadrul cărora se înregistrează tensiuni, curenți și frecvențe, se determină un număr relativ mare de parametri. În general înregistrarea unei astfel de oscilații conține informații despre toți parametrii regimului, dar pentru extragerea lor sînt necesare alte câteva înregistrări. De aceea pe baza ecuațiilor generale, se scriu ecuațiile pentru anumite regimuri particulare, impuse de natura unor experimente care favorizează separarea parametrilor echivalenți.

1.1.2. Sistemul axelor de coordonate. Sensuri pozitive.

Forma ecuațiilor cu care se studiază diferite regimuri de lucru ale mașinii sincrone depinde de modul de alegere a axelor de coordonate și a sensurilor pozitive.

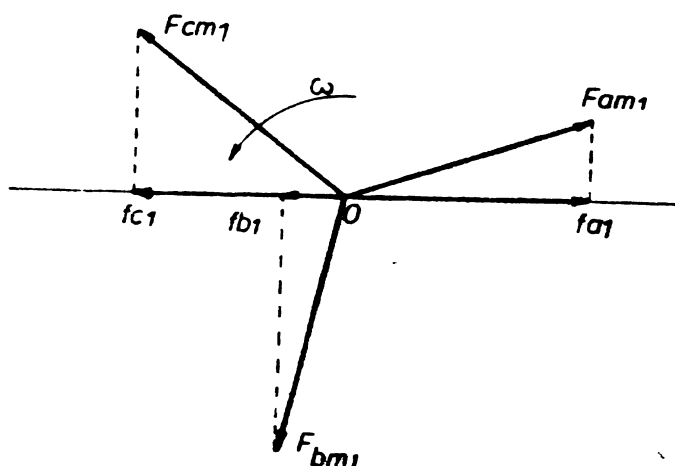


FIG11a Convenția de sens direct pentru t.m.m. ale fazelor

Pentru sensul pozitiv al curentului în înfășurările mașinii se va considera sensul de la sfîrșitul bobinei spre începutul ei. Pentru sensul pozitiv al axei înfășurării sau a unei părți separate a ei, reprezentînd un circuit independent, se consideră sensul tensiunii magnetomotoare (t.m.m.) a bobinei la trecerea prin ea a curentului în sens pozitiv.

La punerea unei înfășurări trifazate simetrice sub tensiuni simetrice, fazorii t.m.m. pentru cele trei faze reprezintă o stea cu trei raze. Pentru sensul drept de rotație a t.m.m. ale înfășurărilor, alternarea vectorilor tensiunilor magnetomotoare va fi a, b, c (fig.1.1.a).

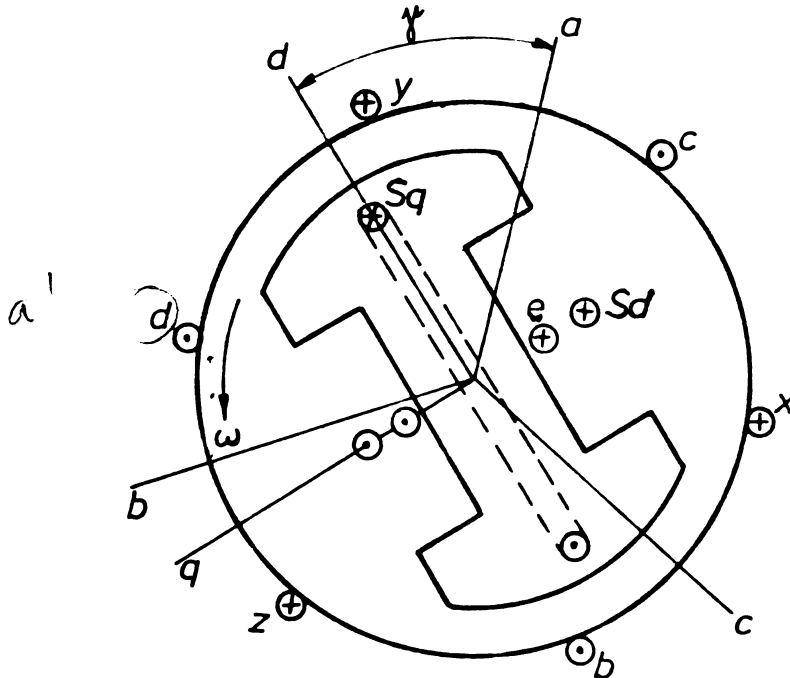


Fig.1.1.b

Axele de coordonate din schema mașinii sincrone idealizate

Sensurile pozitive ale axelor înfășurării trifazate se iau cele ale t.m.m. corespunzătoare bobinelor mașinii idealizate (fig. 1.1.b).

Pentru rotorul mașinilor sincrone se consideră sistemul ortogonal de axe:

d - axa longitudinală cu sensul pozitiv al fazorului t.m.m. a înfășurării de excitație;

q - axa transversală decalată cu $\pi/2$ înaintea axei d.

Înfășurarea de amortizare se reprezintă în mașina idealizată prin două circuite. Pentru mărimile care se referă la înfășurarea de amortizare (sau stabilizare), se utilizează în continuare indicele "s", pentru a evita confuziile cu alți indici. La curent pozitiv în circuitele înfășurării de amortizare, fazorul t.m.m. și axa longitudinală a acestui circuit "sd" se suprapun peste axa d a rotorului, iar fazorul t.m.m. și axa circuitului "sq", cu axa q a rotorului.

1.1.3. Sistemul unităților raportate.

Se alege sistemul de mărimi raportate pentru un control mai ușor al parametrilor pe calculator și compararea lor la mașini diferite.

Sistemul mărimilor de bază (la care se face raportarea) folosit în ecuații pentru determinarea parametrilor este:

1. Pentru mărimea de bază a tensiunii, tensiunii electromotoare și curentului, se iau amplitudinile corespunzătoare ale mărimilor de fază nominale:

$$\begin{aligned} U_b &= U_{m n} ; \\ I_b &= I_{m n} . \end{aligned} \quad (1.1)$$

2. Pentru mărimea de bază a puterii se ia puterea nominală totală (completă) a tuturor fazelor statorice:

$$P_b = m U_n I_n = \frac{m}{2} U_{m n} I_{m n} \quad (1.2)$$

unde: U_n, I_n - valori efective nominale corespunzătoare fazei.

3. Pentru mărimea de bază a frecvenței se ia frecvența nominală a rețelei:

$$f_b = f_n \quad (1.3)$$

4. Pentru mărimea de bază a frecvenței unghiulare se ia cea care rezultă pe baza frecvenței nominale:

$$\omega_b = 2\pi f_b = \omega_s \quad (1.4)$$

unde ω_s este frecvența unghiulară sincronă.

Cu aceasta rezultă viteza unghiulară mecanică, de bază, de mișcare a rotorului:

$$\Omega_b = \frac{\omega_b}{p} \quad (1.5)$$

în care p reprezintă numărul de perechi de poli.

5. Pentru mărimea de bază a timpului, se ia timpul în care rotorul care se învârtă sincron și parcurge un radian electric:

$$t_b = \frac{1}{\omega_b} \quad (1.6)$$

6. Pentru mărimea de bază a momentului se ia momentul care rezultă din puterea de bază, la viteza de rotație de bază:

$$M_b = \frac{P_b}{\Omega_b} = p \frac{P_b}{\omega_b} \quad (1.7)$$

Unitatea de măsură pentru momentul de bază este Watt.secundă. In aceeași unitate se măsoară și energia, pentru a cărei mărime de bază se consideră energia produsă de puterea de bază și frecvența unghiulară de bază, în timpul de rotire a rotorului cu un radian. Acest timp pentru o mașină multipolară este $p \cdot t_b$;

$$W_b = P_b \cdot p \cdot t_b = \frac{P_b}{\omega_b} \cdot p = M_b \quad (1.8)$$

7. Pentru mărimea de bază a impedanței se consideră:

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{U_n}{I_n} \quad (1.9)$$

Z_b se utilizează ca mărime de raportare, atât pentru rezistențe, cât și pentru reactanțe.

8. Pentru mărimea de bază a inductivității se ia:

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} \quad (1.10)$$

9. Pentru mărimea de bază a fluxului, se consideră fluxul total, care induce în înfășurarea statorică tensiunea de bază, la frecvența unghiulară de bază:

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b} = L_b I_b \quad (1.11)$$

Pentru înfășurările rotorice se obțin cele mai simple ecuații dacă se consideră aceleași mărimi de raportare, după ce acestea s-au redus la stator.

Pentru a nu introduce indici suplimentari pentru parametri și mărimile raportate, se precizează înainte de scrierea ecuațiilor dacă acestea sînt în sistemul fizic sau în " per-unit " (p.u.).

1.1.4. Reducerea înfășurărilor

Coeficienții de reducere sînt:

- pentru curent K_i
- pentru tensiune K_u
- pentru impedanță K_Z

a) Determinarea lui K_i din egalitatea armonicilor fundamentale ale t.m.m.

Amplitudinea armonicii fundamentale a t.m.m. statorice este:

$$F_{m1} = \frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{W_1}{2p} K_{b1} I_{m1} \quad (1.12)$$

unde:

- m_1 - nr. de faze statorice;
- W_1 - nr. de spire înseriate succesiv pe o fază statorică;
- K_{b1} - coeficientul de bobinaj statoric;
- I_{m1} - amplitudinea curentului statoric de fază.

Pentru rotorul neredus: *

$$F_{m2} = \frac{m_2}{2} \frac{4}{\pi} \frac{W_2}{2p} K_{b2} I_{m2} \quad (1.13)$$

și pentru rotorul redus:

$$F'_{m2} = \frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{W_1}{2p} K_{b1} I'_{m2} \quad (1.14)$$

unde:

I'_{m2} este amplitudinea curentului rotoric de fază, redus la stator.

Pentru coeficientul de reducere a curentului rotoric la stator avem:

$$K_i = \frac{I_{m2}}{I'_{m2}} = \frac{\frac{m_1}{2} \frac{4}{\pi} \frac{W_1}{2p} K_{b1}}{\frac{m_2}{2} \frac{4}{\pi} \frac{W_2}{2p} K_{b2}} = \frac{m_1 W_1 K_{b1}}{m_2 W_2 K_{b2}} \quad (1.15)$$

În cazul unei înfășurări rotorice monofazate, amplitudinea fundamentalei t.m.m. este:

$$F_{m2} = \frac{4}{\pi} \frac{W_2}{2p} K_{b2} I_{m2} \quad (1.16)$$

iar coeficientul de reducere a curentului pentru o astfel de înfășurare rezultă:

$$K_i = \frac{I_{m2}}{I'_{m2}} = \frac{m_1}{2} \frac{W_1 K_{b1}}{W_2 K_{b2}} \quad (1.17)$$

Pentru o înfășurare rotorică concentrată (de tip excitație la mașini sincrone), avînd $K_{b2} = 1$, coeficientul de reducere este:

$$K_i = \frac{m_1}{2} \frac{W_1 K_{b1}}{W_2} \quad (1.18)$$

b) Determinarea lui K_i din egalitatea armonicilor fundamentale ale inducției în întrefier.

Rotorul se consideră cu poli proeminenți, cu întrefier constant sub talpa polară, înfășurare rotorică concentrată, iar t.m.m. este repartizată pe pasul polar după o lege dreptunghiulară.

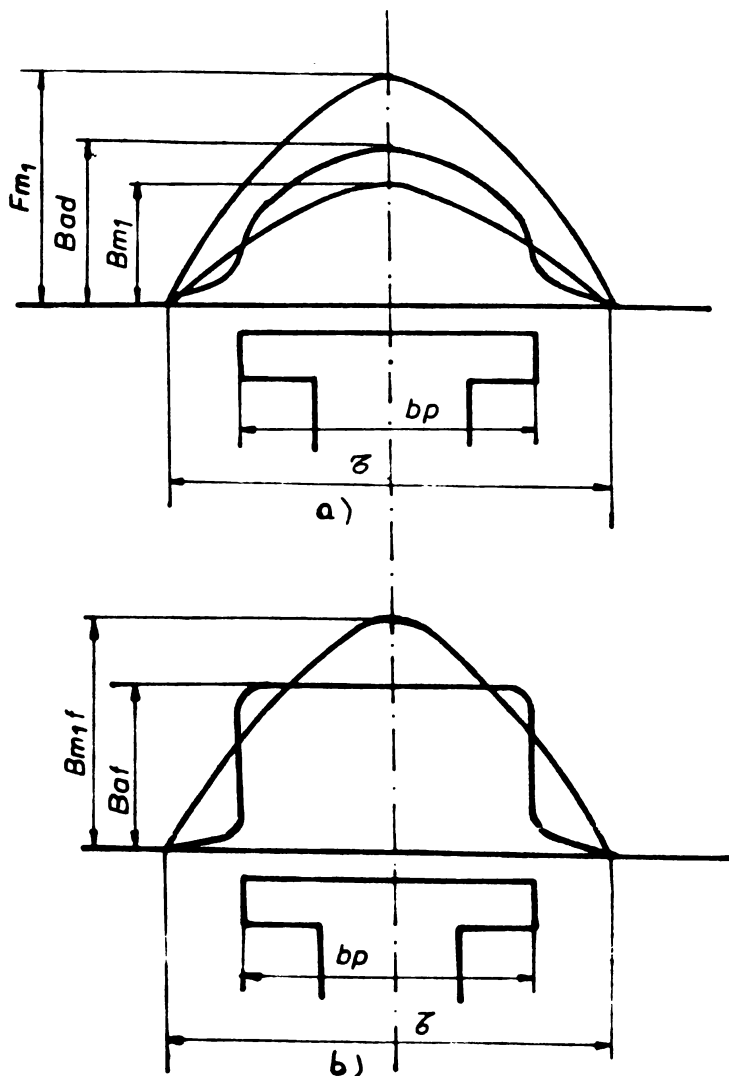


FIG 12

Repartizarea inducției în întrefier

Din egalitatea armonicii fundamentale a inducției dată de înfășurarea rotorică reală și a înfășurării rotorice reduse la stator, se obține pentru factorul de raportare relația /33/:

$$K_i = \frac{I_e}{I'_e} = \frac{4}{\pi} \frac{m_1}{2} \frac{W_1 K_{bl} K_d}{2 p W_e K_e} \quad (1.19)$$

unde:

$K_d = \frac{B_{m1}}{B_{ad}}$ - factorul de formă a cîmpului statoric după axa longitudinală a mașinii;

B_{m1} - amplitudinea armonicii fundamentale a inducției, rezultată din descompunerea armonică a repartiției reale a inducției date de stator în întrefier (fig. 1.2.a);

B_{ad} - amplitudinea repartiției reale a inducției statorice din întrefier.

In fig.1.2.a F_{m1} este amplitudinea fundamentalei t.m.m., care generează repartiția B_{ad} ;

$K_e = \frac{B_{mle}}{B_{ae}}$ - factorul de formă a cîmpului rotoric (de excitație) după axa longitudinală (fig.1.2.b);

B_{mle} - amplitudinea armonicii fundamentale a inducției de excitație în întrefier;

B_{ae} - amplitudinea repartiției reale a inducției;

W_e - numărul de spire pe pol, pentru înfășurarea rotorică de excitație.

Determinarea coeficientului de reducere a tensiunii.

Coeficientul de reducere a tensiunii se determină din condiția ca puterea aparentă a înfășurării reduse să fie egală cu puterea aparentă a înfășurării reale, adică:

$$m_2 U_2 I_2 = m_1 U'_2 I'_2 \quad (1.20)$$

în care s-a notat cu U'_2 tensiunea redusă a înfășurării rotorice (secundare).

Rezultă coeficientul de reducere a tensiunii sub forma:

$$K_u = \frac{U'_2}{U_2} = \frac{m_2 I_2}{m_1 I'_2} = \frac{m_2}{m_1} K_i \quad (1.21)$$

Pentru înfășurări monofazate, coeficientul de reducere a tensiunii se determină cu relația particularizată:

$$K_u = \frac{2}{m_1} K_i \quad (1.22)$$

Determinarea coeficientului de reducere a impedanței:

Determinarea coeficientului de reducere a impedanței se face în mod asemănător, avînd în vedere considerente energetice. Puterea corespunzătoare înfășurării reale și reduse trebuie să se conserve:

$$m_2 I_2^2 r_2 = m_1 I_2'^2 r_2' , \quad (1.23)$$

de unde rezultă coeficientul de reducere a rezistențelor sub forma:

$$K_z = \frac{r_2'}{r_2} = \frac{m_2 I_2^2}{m_1 I_2'^2} = \frac{m_2}{m_1} K_i^2 = K_i K_u \quad (1.24)$$

Reducerea reactanței de dispersie rotorice se face din condiția păstrării unghiului de defazaj dintre t.e.m. și curent, la înfășurarea reală și redusă:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = \frac{x_2}{r_2} = \frac{x_2'}{r_2'} \quad (1.25)$$

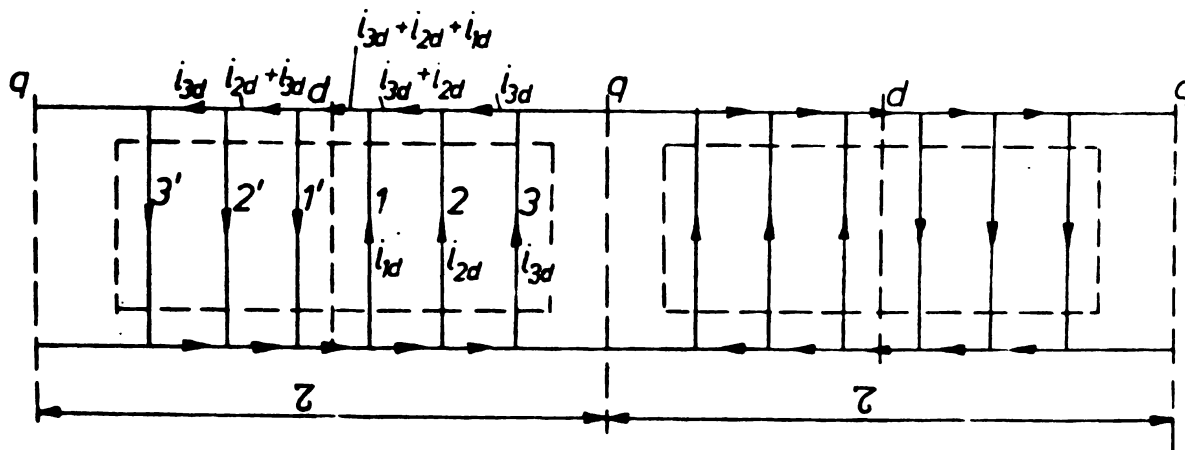


Fig.1.3.a.

Schema înfășurării de amortizare după axa d.

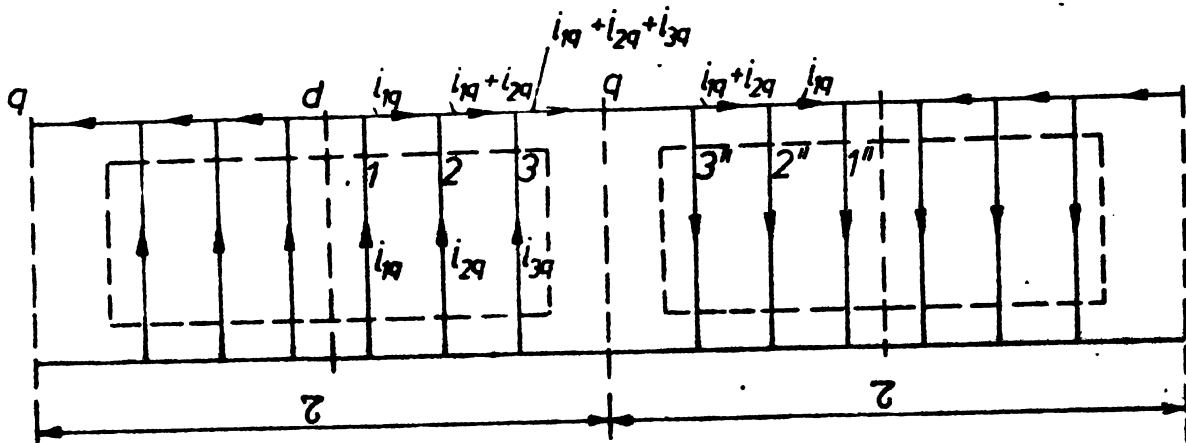


Fig.1.3.b.

Schema înfășurării de amortizare după axa q.

Ca urmare se păstrează același coeficient de reducere și pentru partea reactivă a impedanței.

1.1.5. Substituirea înfășurărilor scurtcircuitate ale rotorului cu înfășurări echivalente bifazate, la mașini sincrone.

Datorită simetriei mașinii după cele două axe, înfășurarea de amortizare se echivalează în mod obișnuit /11/, /29/, /33/, /39/, /48/, /65/, /67/, /68/ cu două circuite echivalente, separate, scurtcircuitate, după axele d și q.

Se consideră schema de repartizare a curenților din înfășurarea de amortizare după axa d și axa q (fig.1.3), pe două intervale polare similar cu /47/ /67/. În figură se notează cu i_{Kd} , i_{Kq} componenta longitudinală respectiv transversală a curentului în cea de a K-a bară. Aceste componente trec prin barele reprezentate prin perechile:

1-1', 2-2', 3-3' (după axa d - fig.1.3.a) și respectiv

1-1'', 2-2'', 3-3'' (după axa q - fig.1.3.b). Suprapunem celor două componente ale curentului într-o anumită bară conduce la curentul real din bara respectivă.

Înlocuirea înfășurărilor reale, de amortizare cu altele echivalente rezultă din egalitatea armonicilor fundamentale ale t.m.m. ale înfășurării reale și înfășurării echivalente. Tensiunile magnetotoare date de înfășurarea de amortizare, se determină pe baza fig.1.4.

Conform teoriei celor două axe, armonica fundamentală a t.m.m., dată de înfășurarea statorică se poate reprezenta prin două componente, adică F_d - componenta longitudinală și F_q - componenta transversală.

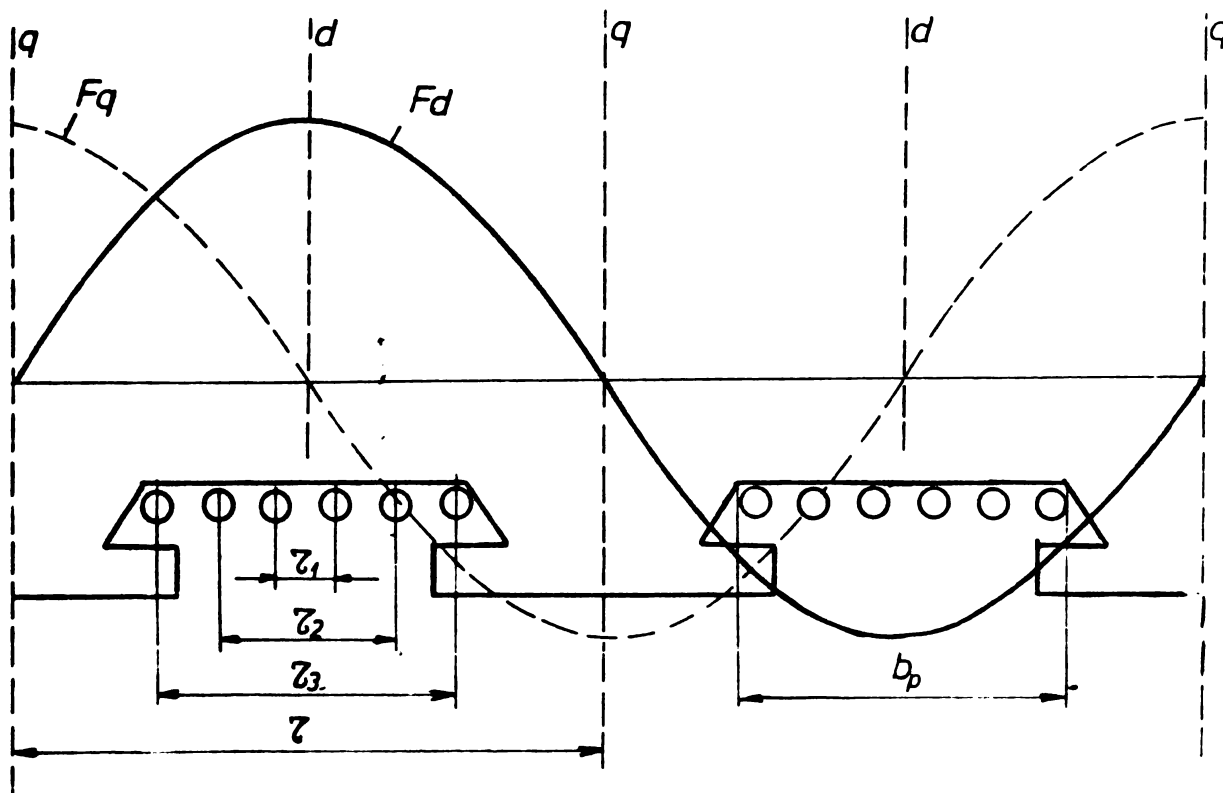


Fig.1.4.

Tensiunile magnetomotoare ale înfășurărilor de amortizare.

Componentele curenților în barele înfășurării de amortizare după axa d apar sub influența unui câmp magnetic dat de tensiunea magnetomotoare F_d . La o repartizare sinusoidală a t.m.m. pe circumferința rotorului, valoarea maximă a curentului va avea loc în barele, deplasate din axa câmpului cu o jumătate de pas polar ($\tau/2$). În primă aproximație, se poate lua repartizarea curenților după axa d în barele înfășurării de amortizare, după o lege sinusoidală [48]/[67]. Atunci curentul într-o pereche oarecare de bare, deplasate din axa polară cu $\tau_k/2$ și reprezentând împreună cu porțiunea corespunzătoare de inel un contur scurtcircuitat, este egal cu curentul maxim înmulțit cu:

$$I_{mkd} = I_{msd} \sin \frac{\pi}{\tau} \frac{\tau_k}{2} \quad (1.26)$$

în care (fig.1.3 și 1.4):

- ζ - pasul polar;
- ζ_K - deschiderea conturului scurtcircuitat corespunzătoare barelor K;
- I_{mKd} - curentul de amortizare, după axa d, corespunzător conturului format de barele K;
- I_{msd} - curentul maxim de amortizare (stabilizare) după axa d, curent care apare în barele cu deschidere diametrală.

Curentul I_{mKd} , trecînd prin perechea de bare K, determină o solenație care se modifică în spațiu după o lege dreptunghiulară. Amplitudinea fundamentalei acestei solenații este:

$$F_{mKd} = \frac{4}{\pi} I_{mKd} \sin \frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2},$$

sau funcție de curentul maxim de amortizare după axa d :

$$F_{mKd} = \frac{4}{\pi} I_{msd} \sin^2 \frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \quad (1.27)$$

Pentru a obține t.m.m. totală, trebuie să se țină seama de t.m.m. date de fiecare circuit constituit din cîte o pereche de bare. Ca urmare, amplitudinea armonicilor fundamentale a tensiunii magnetomotoare, dată de componentele longitudinale ale curenților de amortizare prin bare, pe un pol, se determină ca o sumă a tuturor tensiunilor magnetomotoare ale circuitelor scurtcircuitate după axa d, ale înfășurării de amortizare:

$$F_{mlsd} = \sum_{K=1}^{n_c/2} F_{mKd} = \frac{4}{\pi} I_{msd} \sum_{K=1}^{n_c/2} \sin^2 \frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \quad (1.28)$$

unde:

- n_c - numărul de bare de amortizare (același cu numărul de creștături) pe pol;
- $n_c/2$ - numărul de circuite, scurtcircuitate prin porțiuni de inel, care se pot forma pe pol.

De regulă barele de pe polii rotorici, care constituie coilivă de amortizare la mașina sincronă sînt plasate uniform pe circumferința rotorică. Unghiul dintre două bare consecutive se notează cu α_c .

Cu notațiile din fig.1.4, unghiul α_c în radiani este:

$$\alpha_c = \frac{\pi}{6} \tau_1 = \frac{1}{3} \frac{\pi}{6} \tau_2 = \frac{1}{5} \frac{\pi}{6} \tau_3$$

Suma care apare în relația (1.28) poate fi calculată folosind acest unghi α_c , după cum urmează:

$$S = \sum_{K=1}^{n_c/2} \sin^2 \frac{\pi}{6} \frac{\tau_K}{2} = \sin^2 \frac{\pi}{6} \frac{\tau_1}{2} + \sin^2 \frac{\pi}{6} \frac{\tau_2}{2} + \dots + \sin^2 \frac{\pi}{6} \frac{\tau_{n_c/2}}{2}$$

$$\sin^2 \frac{\pi}{6} \frac{\tau_1}{2} = \frac{1 - \cos \alpha_c}{2}$$

$$S = \frac{1}{2} \cdot \frac{n_c}{2} - \frac{1}{2} \left[\cos \alpha_c + \cos 3\alpha_c + \cos 5\alpha_c + \dots + \cos (2K-1)\alpha_c \right]$$

$$\sum_{K=1}^{n_c/2} \cos (2K-1)\alpha_c = \frac{\sin n_c \alpha_c}{2 \sin \alpha_c}$$

Deci, indiferent de numărul barelor pe pol:

$$S = \frac{n_c}{4} - \frac{\sin n_c \alpha_c}{4 \sin \alpha_c} \quad (1.29)$$

Rezultă că relația (1.28) se poate pune sub forma:

$$F_{m\text{lsd}} = \frac{4}{\pi} I_{\text{msd}} \left[n_c/4 - \frac{\sin n_c \alpha_c}{4 \sin \alpha_c} \right] \quad (1.30)$$

Aceasta este relația de calcul a solenației pentru înfășurarea reală.

Pentru a face echivalarea, calculăm aceeași mărime, însă corespunzătoare înfășurării echivalente de amortizare. Dacă se consideră că prin înfășurarea echivalentă de amortizare a rotorului după axa d, circulă un curent a cărui valoare maximă este I_{msd} , amplitudinea primei armonici a solenației dată de această înfășurare este:

$$F'_{m\text{lsd}} = \frac{4}{\pi} I_{\text{msd}} W_{sd} \quad (1.31)$$

unde:

472312
3456

W_{sd} - numărul de spire al înfășurării echivalente de amortizare după axa longitudinală, pe un pol.

Din relațiile (1.30) și (1.31), punând condiția de echivalență rezultă numărul de spire ale înfășurării echivalente:

$$W_{sd} = \frac{n_c}{4} \left[1 - \frac{\sin n_c \alpha_c}{n_c \sin \alpha_c} \right]. \quad (1.32)$$

Transformări analoge se pot efectua și pentru înfășurarea de amortizare după axa transversală. După această axă se consideră o repartiție cosinusoidală a curenților în barele înfășurării /46/ /57/. Curentul într-o pereche oarecare K de bare, care împreună cu două porțiuni ale inelului de scurtcircuitare constituie un contur electric, are amplitudinea:

$$I_{mKq} = I_{msq} \cos \frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \quad (1.33)$$

Amplitudinea armonicii fundamentale a t.m.m., dată de curentul prin perechea de bare K, după axa transversală, este:

$$F_{m1Kq} = \frac{4}{\pi} I_{msq} \cos^2 \frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \quad (1.34)$$

La un nr. par de bare pe talpa polară, amplitudinea armonicii fundamentale a t.m.m., dată de componentele transversale ale curenților, pe un pol se determină ca o sumă a fundamentalelor solenățiilor corespunzătoare conturilor scurtcircuitate după axa q

$$F_{mlsq} = \sum_{K=1}^{n_c/2} F_{m1Kq} = \frac{4}{\pi} I_{msq} \sum_{K=1}^{n_c/2} \cos^2 \frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \quad (1.35)$$

sau făcînd ca anterior transformările corespunzătoare,

$$F_{mlsq} = \frac{4}{\pi} I_{msq} \left[\frac{n_c}{4} + \frac{\sin n_c \alpha_c}{4 \sin \alpha_c} \right] \quad (1.36)$$

Se poate arăta că pentru un nr. impar de bare pe pol relația (1.36) pentru solenăție rămîne aceeași.

Amplitudinea armonicii fundamentale, dată de înfășurarea echivalentă rotorică după axa q, la trecerea prin ea a unui curent de amplitudine I_{msq} , este:

$$E'_{msq} = \frac{4}{\pi} I_{msq} W_{sq} \quad (1.37)$$

unde W_{sq} reprezintă numărul de spire al înfășurării echivalente rotorice, după axa transversală, pe un pol.

Considerând condiția de echivalare și comparând relațiile (1.36) și (1.37) rezultă numărul de spire ale înfășurării echivalente:

$$W_{sq} = \frac{n_c}{4} \left[1 + \frac{\sin n_c \alpha_c}{n_c \sin \alpha_c} \right] \quad (1.38)$$

Formulele obținute pentru determinarea numărului de spire ale înfășurării echivalente, permit să se substituie înfășurarea reală de amortizare a rotorului mașinii sincrone (colivia de amortizare), repartizată pe intervalul polar, cu două bobine echivalente de lățime egală cu intervalul polar, repartizate după axa longitudinală, respectiv după axa transversală. Această substituie este absolut necesară /11/, /46/, /48/, /65/, /67/, /68/, /119/ la aplicarea concretă a teoriei celor două axe, la mașina sincronă.

1.1.6. Parametrii înfășurărilor rotorice echivalente.

Principiul de bază (și în același timp condiția substituiri înfășurărilor reale din rotor cu înfășurări echivalente) este ca raporturile energetice din mașină să rămână nemodificate.

În paragraful precedent s-a făcut echivalarea înfășurării reale de amortizare cu două înfășurări echivalente după axa "d" și după axa "q", stabilindu-se numărul echivalent de spire pentru fiecare din ele. Acum urmează să se determine parametri acestor înfășurări echivalente, care vor intra în calculele de analiză ale regimurilor prezentate în continuare.

La determinarea parametrilor înfășurărilor echivalente este suficient să se găsească rezistența, reactanța de dispersie și reactanțele corespunzătoare cuplajelor magnetice mutuale, între înfășurările echivalente rotorice și înfășurările statorice. Reactanța mutuală între înfășurările echivalente rotorice și înfășurările statorice trebuie să fie egale cu reactanțele mutuale dintre înfășurările reale din rotor și cele din stator.

R e z i s t e n ț e l e :

Acestea se determină din condiția de egalitate a pierderilor din înfășurările reale și cele din înfășurările echivalente aplică pe baza echivalenței energetice /53/, /48/, /67/, /69/, /89/, /90/, /94/.

Se notează cu R_{sd} și R_{sq} rezistențele echivalente de amortizare după axa d și după axa q, notații care se vor păstra pe tot parcursul calculelor, inclusiv la rezolvarea practică a problemei și în programul de calcul numeric pentru determinarea parametrilor.

Pierderile din înfășurările echivalente de amortizare, după axa d, respectiv după axa q, sînt:

$$P'_{sd} = \frac{1}{2} I_{msd}^2 R_{sd} \quad (1.39)$$

$$P'_{sq} = \frac{1}{2} I_{msq}^2 R_{sq} \quad (1.40)$$

în care I_{msd} și I_{msq} sînt valorile maxime ale curenților din schemele echivalente.

Pierderile în înfășurarea reală de amortizare, date de către componentele curenților după axa longitudinală, se determină ca sumă a pierderilor în elementele separate ale înfășurării. Pentru simplificare se poate considera separat fiecare din circuitele formate din perechile de bare simetrice fără de axa d (fig. 1.3), adică fiecare circuit avînd inele de scurtcircuitare proprii. Această ipoteză simplifică mult aplicarea relațiilor și introduce erori neînsemnate /33/, /67/.

Considerînd repartizarea sinusoidală a curenților pe circumferința rotorică, pierderile în elementele de înfășurare de ordinul K (fig.1.3) sînt:

$$P_{Kd} = \frac{1}{2} I_{mKd}^2 R_{Kd}$$

în care:

- I_{mKd} - valoarea maximă a componentei longitudinale a curenților în barele K (determinabilă cu rel.(1.26)).
- R_{Kd} - rezistența barei K, incluzînd și rezistența corespunzătoare numărului de elemente de scurtcircuitare (pentru circuitul scurtcircuitat de tip K, longitudinal, de sub un pol).

Considerînd expresiile pierderilor din toate circuitele de sub un pol și curenții care le parcurg, determinați anterior, rezultă prin însumare, pentru toți polii, pierderile totale din înfășurarea de amortizare după axa longitudinală:

$$P_{sd} = 2p \left[R_{1d} \sin^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2} \right) + R_{2d} \sin^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2} \right) + \dots + \right. \\ \left. + R_{Kd} \sin^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \right) + \dots \right] I_{msd}^2 \quad (1.41)$$

Punând condiția de echivalare, prin compararea relațiilor (1.39) și (1.41), rezultă expresia rezistenței înfășurării echivalente de amortizare după axa longitudinală, funcție de mărimile electrice și geometrice ale înfășurării reale de amortizare.

$$R_{sd} = 4 p \left[R_{1d} \sin^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2} \right) + R_{2d} \sin^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2} \right) + \dots + \right. \\ \left. + R_{Kd} \sin^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \right) + \dots \right] \quad (1.42)$$

Pentru determinarea rezistenței înfășurării echivalente după axa transversală se procedează asemănător. Pierderile în bara de tip K, și porțiunile de inel corespunzătoare, date de componenta transversală a curentului, sînt:

$$P_{Kq} = \frac{1}{2} I_{mKq}^2 R_{Kq} \quad (1.43)$$

în care:

I_{mKq} - valoarea maximă a componentei transversale a curentului în circuitul cu barele K (determinabilă cu relația (1.33) ;

R_{Kq} - rezistența barei K, incluzînd și rezistența corespunzătoare numărului de elemente de scurtcircuitare (pentru circuitul scurtcircuitat de tip K, transversal de sub un pol).

Avînd în vedere pierderile din toate circuitele după axa q de sub un pol, cu expresiile curenților respectivi și făcînd însumarea acestor pierderi pentru toți polii, rezultă pierderile totale din înfășurarea de amortizare după axa transversală.

$$P_{sq} = 2 p \left[R_{1q} \cos^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2} \right) + R_{2q} \cos^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2} \right) + \dots + \right. \\ \left. + R_{Kq} \cos^2 \left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2} \right) + \dots \right] I_{msq}^2 \quad (1.44)$$

Egalind pierderile din înfășurarea reală de amortizare și înfășurarea echivalentă de amortizare, relațiile (1.40) și (1.44), după axa q, rezultă expresia rezistenței înfășurării echivalente de amortizare după axa transversală, funcție de mărimile electrice și geometrice ale înfășurării reale de amortizare:

$$R_{sq} = 4 p \left[R_{1q} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2}\right) + R_{2q} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2}\right) + \dots + R_{Kq} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2}\right) + \dots \right] \quad (1.45)$$

În relațiile de calcul pentru R_{sd} și R_{sq} (1.42) și (1.43) însumarea se face pentru toate perechile de bare ale coliviei care constituie circuite distincte după axa d respectiv după axa q. Aceste relații de calcul permit determinarea rezistențelor echivalente în toate cazurile concrete de colivie, chiar și în cazul în care în tâlpile polare rotorice există o singură pereche de bare.

Rezistența barei K, cu considerarea elementelor inelului de scurtcircuitare, corespunzătoare ei, după axa d, respectiv după axa q se poate calcula cu relația:

$$R_{Kd(q)} = r_{Kb} + \frac{n_K}{2} r_{Ki} \quad (1.46)$$

în care:

- r_{Kb} - rezistența proprie numai a barei K;
- r_{Ki} - rezistența unui element al inelului de scurtcircuitare; reprezentînd legătura frontală dintre două bare consecutive;
- n_K - numărul total de elemente ale inelului de scurtcircuitare, care intră în conturul de ordinul K (după axa d sau după axa q); se determină ca în fig.1.3.

Relația (1.46) a fost dedusă în ipoteza unei colivii de amortizare simetrice cu porțiunile inelului de scurtcircuitare dintre două bare, de aceeași lungime.

Acum înfășurările echivalente rotorice trebuie reduse la stator. Ca urmare pentru a găsi valorile rezistențelor înfășurării rotorice echivalente, reduse la înfășurarea statorică este necesar să se amplifice rezistențele echivalente de amortizare după axa d și q R_{sd} , R_{sq} , cu coeficientul de reducere la stator, al impedanțelor K_2 .

Coeficienții de reducere ai înfășurării echivalente de amortizare, la stator, se vor determina din egalitatea armonicilor de bază ale solenației corespunzătoare înfășurării reduse și echivalente. Alegerea unui astfel de mod de reducere simplifică substanțial calculul lui K , deoarece nu se mai pune problema studiului câmpului magnetic dat de înfășurările rotorice. Coeficienții de reducere la stator, ai curenților rotorici, se determină cu expresii analoge cu relația (1.17), dar cu particularizările:

$$W_{2d} = 2 p W_{sd} \quad - \text{pentru axa } d ;$$

$$W_{2q} = 2 p W_{sq} \quad - \text{pentru axa } q ,$$

în care W_{sd} și W_{sq} sînt numerele de spire pentru înfășurările echivalente de amortizare, pe pol - relațiile (1.32) și (1.38).

Rezultă coeficienții de reducere ai curenților rotorici sub forma:

$$K_{id} = \frac{I_{msd}}{I'_{msd}} = \frac{m_1}{2} \frac{W_1 K_{bl}}{2p W_{sd}} \quad (1.47)$$

$$K_{iq} = \frac{I_{msq}}{I'_{msq}} = \frac{m_1}{2} \frac{W_1 K_{bl}}{2p W_{sq}}$$

Pentru tensiuni, coeficienții de reducere se determină din (1.22), introducînd în această relație K_{id} și K_{iq} .

$$K_{ud} = \frac{2}{m_1} K_{id} \quad (1.48)$$

$$K_{uq} = \frac{2}{m_1} K_{iq}$$

Cu acestea, valorile rezistențelor înfășurărilor, după ce s-au făcut operațiile de echivalare și de reducere la stator, sînt:

$$R'_{sd} = K_{id} K_{ud} R_{sd} \quad (1.49)$$

$$R'_{sq} = K_{iq} K_{uq} R_{sq}$$

R e a c t a n ț e l e inductive de dispersie.

Reactanțele corespunzătoare dispersiilor câmpului magnetic se pot determina din egalitatea energiei magnetice a câmpului de dispersie pentru înfășurarea reală și echivalentă a rotorului. Notînd inductivitățile de dispersie ale înfășurărilor rotorice echivalente după axele "d" și "q" cu $L_{\sigma sd}$, respectiv $L_{\sigma sq}$, energia

corespunzătoare cîmpurilor de dispersie se poate scrie sub forma:

$$W'_{e_{sd}} = \frac{1}{2} L_{\sigma_{sd}} I_{msd}^2 \quad (1.50)$$

$$W'_{e_{sq}} = \frac{1}{2} L_{\sigma_{sq}} I_{msq}^2$$

Energia conținută în cîmpul magnetic de dispersie din înfășurarea reală de amortizare a rotorului, coresponzătoare componentelor longitudinale și transversale ale curenților, se poate determina ca o sumă a energiilor diferitelor elemente de circuit. Aceasta se poate face într-un mod asemănător cu determinarea pierderilor prin efect termic pentru colivie, ca anterior. Prin analogie cu relațiile (1.41) și (1.44) se poate scrie expresia energiei cîmpurilor de dispersie după axa d și q, respectiv $W_{e_{sd}}$ și $W_{e_{sq}}$:

$$W_{e_{sd}} = 2 p \left[L_{\sigma_{1d}} \sin^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2}\right) + L_{\sigma_{2d}} \sin^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2}\right) + \dots + L_{\sigma_{Kd}} \sin^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2}\right) + \dots \right] I_{msd}^2 \quad (1.31)$$

$$W_{e_{sq}} = 2 p \left[L_{\sigma_{1q}} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2}\right) + L_{\sigma_{2q}} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2}\right) + \dots + L_{\sigma_{Kq}} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2}\right) + \dots \right] I_{msq}^2 \quad (1.52)$$

unde $L_{\sigma_{Kd}}$, $L_{\sigma_{Kq}}$ reprezintă inductivitățile de dispersie ale curei K, în care s-au indus și dispersiile coresponzătoare numărului de elemente ale inelului de scurtcircuitare, aparținînd conturului K, după axa d, respectiv după axa q. Acestea conțin deci dispersiile de crestătură, capete de dinți, zonă frontală (inel) și dispersiile diferențiale. Calculul lor se poate face cu relațiile uzuale pentru colivii la mașini asincrone. /33/, /39/, /48/, /69/, /88', /119/.

Punînd condiția de echivalare a înfășurărilor, prin compararea relațiilor (1.50) cu (1.51) și (1.52) rezultă expresiile pentru inductivitățile de dispersie ale înfășurărilor rotorice echivalente:

$$L_{\sigma sd} = 4p \left[L_{\sigma 1d} \sin^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2}\right) + L_{\sigma 2d} \sin^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2}\right) + \dots + L_{\sigma Kd} \sin^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2}\right) + \dots \right] \quad (1.53)$$

$$L_{\sigma sq} = 4p \left[L_{\sigma 1q} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_1}{2}\right) + L_{\sigma 2q} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_2}{2}\right) + \dots + L_{\sigma Kq} \cos^2\left(\frac{\pi}{\zeta} \frac{\zeta_K}{2}\right) + \dots \right] \quad (1.54)$$

Aceste formule pentru calculul dispersiilor, conținând însumarea dispersiilor pentru fiecare contur scurtcircuitat, sînt analoge cu formulele de calcul ale rezistentelor echivalente ale coliviei.

Prin înmulțirea relațiilor (1.53) și (1.54) cu frecvența unghiulară și coeficientul de reducere al impedanțelor K_z , rezultă reactanțele de dispersie ale înfășurărilor rotorice echivalente, reduse la stator:

$$X_{\sigma sd} = 2\pi f_1 L_{\sigma sd} K_{id} K_{ud} \quad (1.55)$$

$$X_{\sigma sq} = 2\pi f_1 L_{\sigma sq} K_{iq} K_{uq} \quad (1.56)$$

Formulele obținute permit să se ia în considerare modificările parametrilor înfășurării echivalente a rotorului, datorită refluxării curentului în barele rotorice și saturației dinților. Pentru aceasta este necesar să se substituie $R_{Kd(q)}$ și $L_{Kd(q)}$, cu valorile determinate prin considerarea acestor influențe.

Relațiile pentru calcularea parametrilor echivalenți ai coliviei de amortizare indicate în literatură conduc la rezultate care pot diferi destul de mult de la un caz la altul. Diferențele provin de la premisele teoretice care au stat la baza calculului.

Un calcul complet și mai amănunțit al parametrilor coliviei de amortizare, pornind de la determinarea mai exactă a curentului prin perechile de bare, pe baza t.e.m. induse în circuitele formate de acestea este dat în /89/ /90/. De remarcat că în aceste lucrări sînt date și relațiile simplificite de calcul (simplificări care nu afectează esențial precizia calculului), precum și tabelele sau graficele cu coeficienții care intervin, considerați pentru majoritatea cazurilor întîlnite în practică.

De asemenea un calcul complet al parametrilor coliviei de amortizare, pornind însă de la ipoteza repartizării sinusoidale a

curenților în bare este dat în /48/.

Deoarece așa cum s-a precizat, unul din scopurile lucrării îl constituie determinarea experimentală a parametrilor echivalenți, utilizarea unora sau altora din relațiile menționate /48/, /89/, /90/ se poate face în funcție de modul de calcul adoptat de proiectant. Prin aceasta, în funcție de rezultatele experimentale obținute, se pot corecta unii coeficienți folosiți la proiectarea unei anumite game de mașini sincrone, cu caracteristici asemănătoare.

C a p i t o l u l 2

PARAMETRII FIZICI SI PARAMETRII ECHIVALENTI CARE INTERVIN IN ECUATIILE DE ANALIZA ALE REGIMURILOR TRANZITORII.

Studiul funcționării mașinii sincrone în diverse regimuri se face utilizând sistemul de axe „d” și „q” și parametri echivalenți după aceste axe. Teoria celor două axe este modalitatea de bază, prin intermediul căreia se face de către diverși autori, analiza regimurilor tranzitorii și permanente la mașina sincronă cu poli proeminenți /11/, /14/, /33/, /39/, /42/, /54/, /65/, /75/, /71/, /74/, /89/, /119/.

Parametrii circuitelor echivalente după axa d și q se exprimă funcție de parametri înfășurărilor reale, care apar în ecuațiile scrise în sistemul de coordonate al fazelor, cu care scop este necesar să se stabilească relațiile dintre parametri fizici reali și cei echivalenți.

Aceste aspecte au o importanță deosebită pentru inductivități, când o inductivitate echivalentă este constituită dintr-o combinație de inductivități fizice ale înfășurării reale. Dacă în anumite regimuri tranzitorii particulare, se reușește izolarea unei astfel de combinații specifice de inductivități reale, este evident că din regimul respectiv se poate determina practic acea inductivitate echivalentă.

Atât în proiectare cât și în experimentele uzuale de pe standurile de încercări ale mașinilor sincrone, se utilizează în mod obișnuit parametri reduși și raportați, ai circuitelor echivalente. Ca urmare după precizarea relațiilor concrete de legătură dintre parametri, pe baza coeficienților de reducere din (1.17), (1.21), (1.24), se determină relațiile dintre parametrii reduși și cei raportați.

2.1. ECUATIILE SI PARAMETRII MASINII SINCRONE CU POLI PROEMINENȚI IN SISTEMUL DE COORDONATE AL FAZELOR.

2.1.1. Ecuațiile înfășurărilor reale.

Se consideră mașina sincronă trifazată simetrică cu poli proeminenți. Sistemul ecuațiilor care descriu funcționarea mașinii, constă din ecuațiile tensiunilor statorice și rotorice și ecuația mișcării rotorului.

Sensurile pozitive care se adoptă sînt cele prezentate în

paragraful 1.2.

Pentru statorul mașinii, ecuațiile tensiunilor sînt:

$$\begin{aligned} U_a &= \frac{d\Psi_a}{dt} + R_1 i_a ; \\ U_b &= \frac{d\Psi_b}{dt} + R_1 i_b ; \\ U_c &= \frac{d\Psi_c}{dt} + R_1 i_c ; \end{aligned} \quad (2.1)$$

în care:

- U_a, U_b, U_c - tensiunile pe fazele statorice;
- Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c - fluxurile totale ale fazelor statorice;
- i_a, i_b, i_c - curenții pe cele trei faze;
- R_1 - rezistența pe fază a înfășurării statorice.

Pentru înfășurarea de excitație, ecuația tensiunii este:

$$U_e = \frac{d\Psi_e}{dt} + R_e i_e \quad (2.2)$$

în care U_e , Ψ_e și R_e reprezintă respectiv tensiunea la borne, fluxul total și rezistența înfășurării de excitație.

În caz general rotorul mașinii sincrone cu poli proeminenți are o nesimetrie electrică și magnetică. Nesimetria magnetică este determinată de reluctanța magnetică diferită a întrefierului, după axa longitudinală și transversală a rotorului. Nesimetria de natură electrică apare în cazul în care rotorul are numai înfășurare de excitație, sau cînd barele înfășurării de amortizare sînt repartizate numai în tălpile polare și sînt grupate separat pe fiecare pol. Înfășurarea de amortizare se realizează de regulă completă și simetrică în raport cu axele d și q . În concordanță cu aceasta, așa cum s-a arătat ea poate fi reprezentată prin două sisteme de circuite scurtcircuitate, ale căror axe magnetice se suprapun peste axa d , respectiv q . Ambele nesimetrii, cea electrică și cea magnetică se reflectă în structura cîmpului din întrefier, a cărui analiză practică este prezentată în ultima parte a lucrării.

Căile componentelor longitudinale și transversale ale curenților sînt date în fig.1.3. Repartizarea efectivă a curenților în barele și inelele înfășurării de amortizare se determină prin compunerea componentelor longitudinale și transversale ale curenților

Relațiile de legătură, dintre curenții și rezistențele echivalente după axele d și q, și mărimile reale sînt tratate în literatură, /11/, /39/, /48/, /65/, /67/, /69/, /75/, /83/, /92/, /94/ iar cele pentru colivia de amortizare au fost stabilite concret anterior.

Deoarece axa d și axa q sînt perpendiculare (considerînd unghiul electric dintre ele), între cele două sisteme de circuite ale înfășurării de amortizare, după axa d și după axa q, nu se manifestă inducție mutuală.

În analiza proceselor tranzitorii, înfășurările de amortizare cu mai multe circuite se substituie, așa cum s-a arătat, cu două înfășurări echivalente, după cele două axe, a căror deschidere se ia egală cu intervalul polar. Ecuațiile tensiunilor pentru înfășurările echivalente de amortizare, sînt:

$$0 = \frac{d\Psi_{sd}}{dt} + R_{sd} i_{sd} \quad (2.3)$$

$$0 = \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + R_{sq} i_{sq}$$

unde Ψ_{sd} , R_{sd} și i_{sd} , sînt respectiv, fluxul, curentul și rezistența echivalentă corespunzătoare înfășurării de amortizare după axa longitudinală și analog după axa transversală.

2.1.2. Fluxurile și inductivitățile mașinii sincrone reale.

Ecuațiile înfășurărilor reale (2.1), (2.2), respectiv (2.3) pentru înfășurările echivalente de amortizare, se pot transforma, fiind seama că:

$$\begin{aligned} \Psi_a &= l_a i_a + m_{ab} i_b + m_{ac} i_c + m_{ae} i_e + m_{asd} i_{sd} + m_{asq} i_{sq} \\ \Psi_b &= m_{ba} i_a + l_b i_b + m_{bc} i_c + m_{be} i_e + m_{bsd} i_{sd} + m_{bsq} i_{sq} \\ \Psi_c &= m_{ca} i_a + m_{cb} i_b + l_c i_c + m_{ce} i_e + m_{csd} i_{sd} + m_{csq} i_{sq} \\ \Psi_e &= m_{ea} i_a + m_{eb} i_b + m_{ec} i_c + L_e i_e + M_{esd} i_{sd} \\ \Psi_{sd} &= m_{sda} i_a + m_{sdb} i_b + m_{sdc} i_c + M_{sde} i_e + L_{sd} i_{sd} \\ \Psi_{sq} &= m_{sqa} i_a + m_{sqb} i_b + m_{sqc} i_c + L_{sq} i_{sq} \end{aligned} \quad (2.4)$$

în care:

l_a - inductivitatea fazei a ;

m_{ab} - inductivitatea mutuală între înfășurarea fazei a și faza b ;

m_{ae} - inductivitatea mutuală între înfășurarea fazei a și înfășurarea de excitație

m_{asd} - inductivitatea mutuală între faza a și înfășurarea echivalentă de amortizare după axa d (notată sd).

În mod corespunzător s-au notat și celelalte inductivități proprii sau mutuale, după axa q, pentru excitație, pentru celelalte faze, etc.

În cazul absenței saturației magnetice, inductivitățile cu indici inferiori permutați, satisfac relațiile de tipul:

$$m_{ab} = m_{ba} \ ; \ m_{ae} = m_{ea} \ ; \ m_{asd} = m_{sda} \ \text{s.a.m.d.}$$

Toate inductivitățile din (2.4) sînt funcție de geometria circuitelor magnetice și o parte din ele sînt funcții de timp, în concordanță cu poziția rotorului la un anumit moment.

Unele dintre inductivități depind de poziția rotorului față de stator, iar altele sînt independente. Constante sînt inductivitățile mutuale ale conturilor în raport cu care configurația sistemului rămîne neschimbată, la diferite poziții ale rotorului, cum este cazul cu inductivitățile tuturor conturilor rotorice și inductivitățile mutuale dintre înfășurările rotorice. Celelalte inductivități se modifică funcție de poziția rotorului față de stator

Inductivitățile fazelor înfășurărilor statorice.

Inductivitățile fazelor statorului sînt funcții periodice de unghiul γ dintre axa fazei și axa longitudinală rotorică. La $\gamma = 0$ (fig.2.1), permeanța căii magnetice a fluxului fazei " a ", are valoarea maximă iar la $\gamma = \frac{\pi}{2}$ valoarea minimă. Modificarea inductivității fazei " a " în raport cu poziția rotorului este dată în fig.2.2.

Astfel dependența inductivității fazei " a " , notată cu " l_a ", de poziția rotorului este o funcție periodică, de perioadă $\frac{\pi}{3}$. Rezultă că: $l_a = f(2\gamma)$

Deoarece înfășurarea statorică este simetrică și trifazată, rezultă că și inductivitățile proprii ale celolalte faze au structură similară, adică:

$$l_b = f \left[2 \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$
$$l_c = f \left[2 \left(\gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

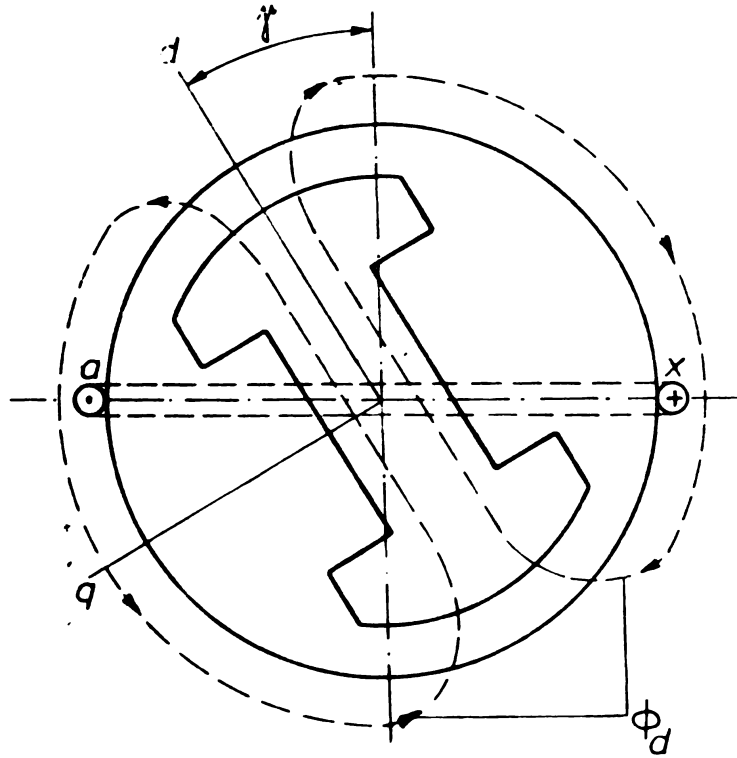


Fig. 2.1.

Determinarea inductivității fazei statorice a-x funcție de poziția rotorului (unghiul θ).

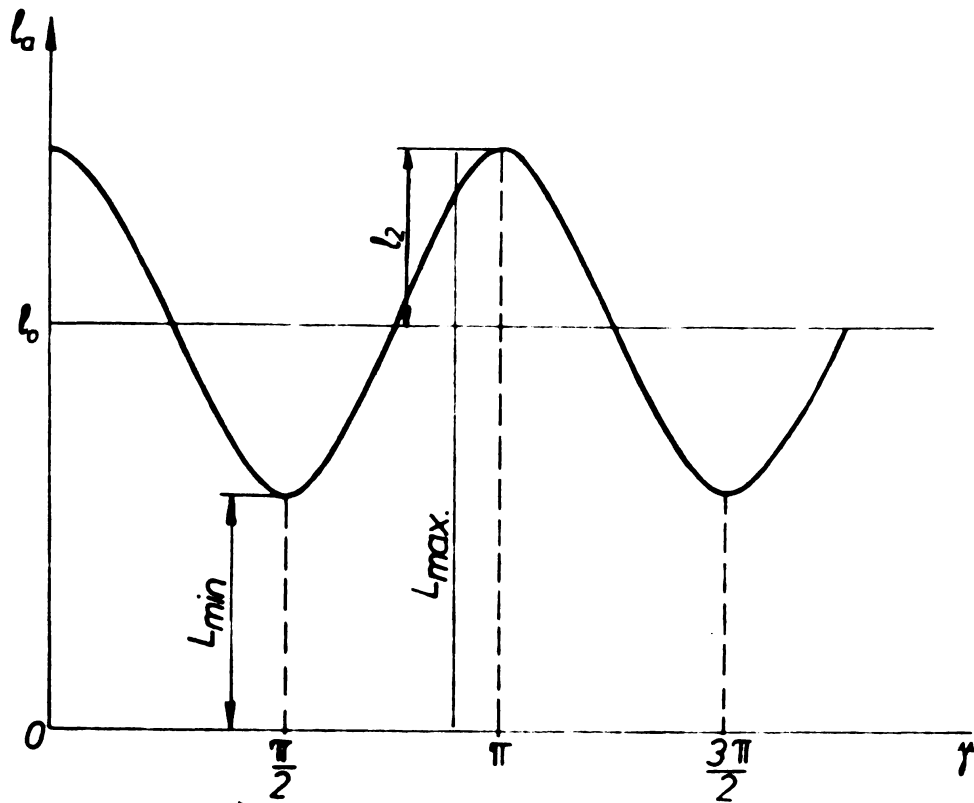


Fig. 2. 2.

Dependența inductivității unei faze a înfășurării statorice de poziția rotorului în spațiu.

Inductivitățile sînt funcții pare de unghiul γ , adică vor avea o valoare unică atît pentru o valoare pozitivă cît și pentru o valoare negativă a unghiului γ . Aceasta se poate explica prin faptul că reluctanța magnetică pentru fluxul unei faze, va fi una și aceeași, indiferent de partea în care se rotește rotorul cu unghiul γ față de axa fazei.

Inductivitățile fazelor, ca funcții periodice pare, se pot dezvolta în serie Fourier sub forma:

$$\begin{aligned} l_a &= l_0 + l_2 \cos 2\gamma + l_4 \cos 4\gamma + \dots \\ l_b &= l_0 + l_2 \cos 2\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + l_4 \cos 4\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \quad (2.5) \\ l_c &= l_0 + l_2 \cos 2\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) + l_4 \cos 4\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) + \dots \end{aligned}$$

Considerînd că fluxul magnetic se modifică de-a lungul polului polar după o lege sinusoidală, se pot avea în vedere numai primii doi termeni ai seriei:

$$\begin{aligned} l_a &= l_0 + l_2 \cos 2\gamma \\ l_b &= l_0 + l_2 \cos 2\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ l_c &= l_0 + l_2 \cos 2\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

Prin urmare se poate pune:

$$\begin{aligned} l_d &= L_{\max} \\ l_q &= L_{\min} \end{aligned}$$

Conform fig.2.2 valoarea medie a inductivității fazei este:

$$l_0 = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2} = \frac{l_d + l_q}{2} \quad (2.7)$$

Amplitudinea de modificare a inductivității, în raport cu valoarea medie l_0 este:

$$l_2 = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2} = \frac{l_d - l_q}{2} \quad (2.8)$$

Inductivitățile proprii ale înfășurărilor rotorice sînt constante în raport cu poziția rotorului:

- inductivitatea înfășurării de excitație, $L_e = ct$;
- inductivitatea înfășurării de amortizare, echivalente după axa d, $L_{sd} = ct$;

- inductivitatea înfășurării de amortizare după axa q ,
 $L_{sq} = \text{ct.}$

Inductivitatea mutuală între fazele înfășurărilor
 satorice.

Fluxurile magnetice ale înfășurărilor satorice depind de poziția rotorului. Inductivitatea mutuală a fazelor este maximă când axa rotorică longitudinală este perpendiculară pe bisectoarea axelor magnetice ale fazelor considerate - fig.2.3:

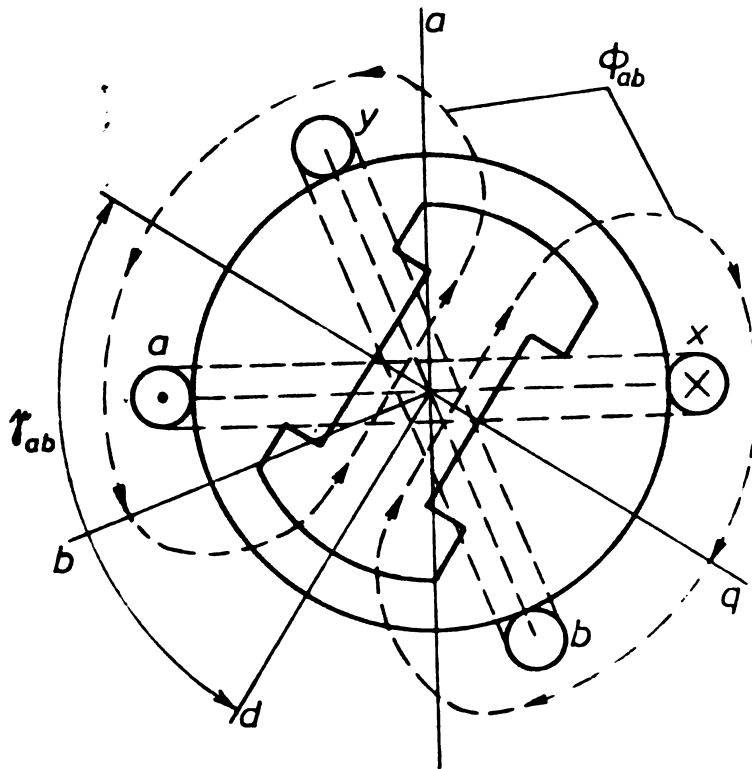


Fig.2.3.
 Determinarea inductivității mutuale a fazelor a și b satorice.

Inductivitatea mutuală între fazele înfășurărilor satorice este o funcție pară a unghiului dintre axa d și bisectoarea axelor fazelor considerate. De aceea această inductivitate mutuală este întotdeauna negativă. Variația inductivității mutuale m_{ab} , în funcție de poziția rotorului este dată în fig.2.4.

Pentru inductivitatea mutuală a două faze satorice, avem:

$$m_{ab} = -m_0 + m_2 \cos 2\gamma_{ab} \quad (2.3)$$

unde:

m_0 este componenta constantă a inductivității mutuale a două faze statorice;

m_2 este amplitudinea componentei periodice.

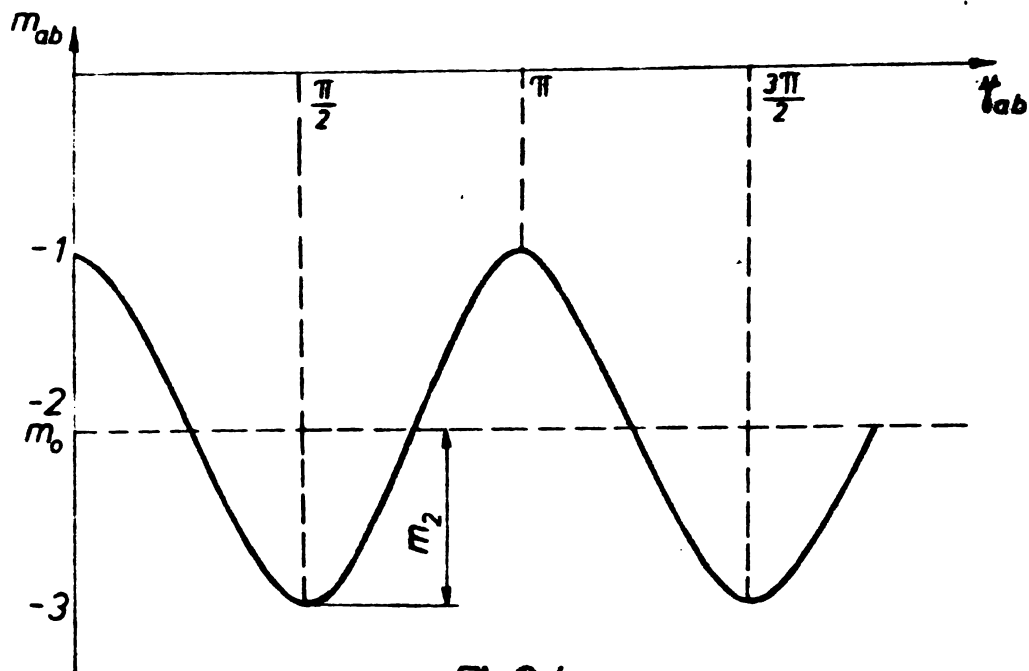


Fig.2.4.

Dependența inductivității mutuale a fazelor a și b de înfășurările statorice de poziția rotorului în spațiu.

Având în vedere relația dintre unghiul γ utilizat la definirea inductivității proprii și unghiul γ_{ab} ,

$$\gamma_{ab} = \gamma - \pi/3,$$

rezultă expresiile inductivităților mutuale ale fazelor statorice, sub forma:

$$m_{ab} = -m_0 + m_2 \cos \left(2\gamma - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$m_{bc} = -m_0 + m_2 \cos 2\gamma \quad (2.10)$$

$$m_{ca} = -m_0 + m_2 \cos \left(2\gamma + \frac{2\pi}{3} \right)$$

Din (2.6) și (2.10), rezultă:

$$m_2 = l_2 \quad (2.11)$$

Această relație importantă atât pentru aspectul interpretării fizice, cât și sub aspectul utilității în determinările expe-

rimentale, este verificată atât teoretic cât și experimental /30/, /67/.

La suprapunerea axei d respectiv q, peste axa fazei „a” ($\gamma = 0$, respectiv $\gamma = \pi/2$), inductivitatea mutuală m_{ab} ia următoarele valori particulare:

$$\begin{aligned} m_d &= -m_0 - \frac{m_2}{2} \\ m_q &= -m_0 + \frac{m_2}{2} \end{aligned} \quad (2.12)$$

Inductivitățile mutuale ale fazelor înfășurărilor statorice cu înfășurările rotorice.

Inductivitatea mutuală a unei înfășurări statorice cu o înfășurare rotorică variază în raport cu poziția rotorului, în mod periodic, atingând valoarea maximă la suprapunerea axelor înfășurărilor.

Expresiile inductivităților mutuale între înfășurarea de excitație și înfășurările fazelor statorice se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} m_{ae} &= M_{aed} \cos \gamma \\ m_{be} &= M_{aed} \cos \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \\ m_{ce} &= M_{aed} \cos \left(\gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.13)$$

în care:

- m_{ae} - inductivitatea mutuală între înfășurarea fazei „a” și înfășurarea de excitație, la un unghi oarecare γ (valoarea curentă a inductivității) și analog pentru celelalte faze;

- M_{aed} - inductivitatea mutuală între înfășurarea fazei „a” statorice și înfășurarea de excitație, când axele lor magnetice se suprapun.

Pentru inductivitățile mutuale ale înfășurării de amortizare echivalente după axa d, cu fazele statorice, se obțin expresii asemănătoare:

$$\begin{aligned} m_{asd} &= M_{asd} \cos \gamma \\ m_{bsd} &= M_{asd} \cos \left(\gamma - \frac{2\pi}{3} \right) \\ m_{csd} &= M_{asd} \cos \left(\gamma + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.14)$$

unde:

- m_{a3d} - este inductivitatea mutuală dintre înfășurarea fazei "a" și înfășurarea echivalentă de amortizare după axa longitudinală la o poziție oarecare a rotorului, dată de unghiul γ și analog pentru celelalte faze;

- M_{asd} - este inductivitatea mutuală dintre înfășurarea fazei "a" și înfășurarea echivalentă de amortizare după axa longitudinală, când axele magnetice se suprapun.

Inductivitățile mutuale ale înfășurării echivalente de amortizare, după axa transversală, cu înfășurările statorice sînt:

$$\begin{aligned} m_{asq} &= M_{asq} \cos\left(\gamma + \frac{\pi}{2}\right) = -M_{asq} \sin \gamma \\ m_{bsq} &= -M_{asq} \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ m_{csq} &= -M_{asq} \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.15)$$

în care:

M_{bsq} - este inductivitatea mutuală între faza "a" și înfășurarea transversală, echivalentă de amortizare, la suprapunerea axelor magnetice.

m_{asq} - este inductivitatea mutuală între faza "a" și înfășurarea transversală, echivalentă de amortizare, pentru o poziție oarecare a rotorului dată de unghiul γ .

Inductivitatea mutuală între înfășurarea de excitație și înfășurarea de amortizare după axa longitudinală este:

$$M_{asd} = ct.$$

Inductivitatea mutuală între înfășurarea transversală de amortizare (echivalentă) și înfășurarea de excitație, și de asemenea și cu înfășurarea de amortizare longitudinală (echivalentă) este zero, deoarece axele magnetice ale acestor înfășurări sînt decalate cu $\pi/2$, iar reluctanța magnetică a întrefierului este constantă.

Rezultă că la mașina sincronă cu poli proeminenți, inductivitățile reale ale fazelor sînt funcții periodice de unghiul γ .

Prin substituirea relațiilor (2.6), (2.10), (2.13), (2.14) și (2.15), în expresiile (2.4) pentru înfășurări, se obțin relațiile explicite de determinare a fluxurilor reale ale fazelor funcție de inductivități și unghiuri:

$$\begin{aligned}
 \Psi_a &= (l_0 + l_2 \cos 2\gamma) i_a + \left[-m_0 + l_2 \cos(2\gamma - \frac{2\pi}{3}) \right] i_b + \\
 &+ \left[-m_0 + l_2 \cos(2\gamma + \frac{2\pi}{3}) \right] i_c + M_{aed} \cos \gamma \cdot i_e + \\
 &+ M_{asd} \cos \gamma \cdot i_{sd} - M_{asq} \sin \gamma \cdot i_{sq} ; \\
 \Psi_b &= \left[-m_0 + l_2 \cos(2\gamma - \frac{2\pi}{3}) \right] i_a + \left[l_0 + l_2 \cos 2(\gamma - \frac{2\pi}{3}) \right] i_b + \\
 &+ \left[-m_0 + l_2 \cos 2\gamma \right] i_c + M_{aed} \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) i_e + \\
 &+ M_{asd} \cos(\gamma - \frac{2\pi}{3}) i_{sd} - M_{asq} \sin(\gamma - \frac{2\pi}{3}) i_{sq} \\
 \Psi_c &= \left[-m_0 + l_2 \cos(2\gamma - \frac{2\pi}{3}) \right] i_a + \left[-m_0 + l_2 \cos 2\gamma \right] i_b + \\
 &+ \left[l_0 + l_2 \cos 2(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \right] i_c + M_{aed} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) i_e + \\
 &+ M_{asd} \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) i_{sd} - M_{asq} \sin(\gamma + \frac{2\pi}{3}) i_{sq}
 \end{aligned} \tag{2.16}$$

Se observă că fluxurile magnetice reale ale fazelor sînt funcții destul de complicate de unghiul γ al rotorului.

Prin înlocuirea lor în (2.1) se obțin ecuațiile diferențiale cu coeficienți periodici, ale tensiunilor reale ale fazelor.

Rezolvarea acestor ecuații este posibilă numai cu ajutorul metodelor numerice și este legată de un volum mare de calcule.

Aceste ecuații nu vor fi rezolvate în cazul general, ci vor fi utilizate pentru a descrie anumite regimuri tranzitorii particulare, care permit, așa cum se va prezenta în continuare, separarea practică a unor coeficienți deosebit de importanți pentru mașinile de putere mare.

2.2. ECUAȚIILE ȘI PARAMETRII MAȘINII SINCRONE CU POLI PROEMINENȚI ÎN SISTEMUL DE COORDONATE d și q .

2.2.1. Schimbarea variabilelor. Transformarea curenților în coordonate d, q și α, β .

Ecuațiile mașinii sincrone cu poli proeminenți, stabilite în sistemul de coordonate al fazelor, prezentate în capitolul anterior, deși reprezintă legăturile dintre mărimile corespunzătoare

fazelor reale ale mașinii, au dezavantajul prezenței coeficienților periodici. Pentru a avea coeficienți constanți este necesar să se facă o transformare liniară a ecuațiilor. Ecuațiile diferențiale, care descriu funcționarea unei mașini electrice au în general coeficienți variabili. Cea mai simplă substituție care conduce la coeficienți constanți este schimbarea variabilelor.

Sistemul de coordonate al fazelor, rigid legat de stator se substituie cu sistemul de axe d,q, legat de rotor (paragraful 1.2). Curentii din sistemul de coordonate al fazelor i_a, i_b, i_c se transformă în noi variabile corespunzătoare noului sistem, adică i_d, i_q, i_0 .

Considerăm înfășurarea statorică conectată în stea cu neutru izolat. Curenții variabili ai fazelor satisfac relația:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

Valoarea momentană a curenților se poate determina /27/, /67/, /86/ ca proiecția vectorului de reprezentare \bar{I} , rotitor, pe axele fazelor a, b, c - fig.2.5.

$$\begin{aligned} i_a &= I \cos \alpha \\ i_b &= I \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c &= I \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.17)$$

unde I este modulul vectorului de reprezentare.

Prin proiecția aceluiași vector de reprezentare \bar{I} , pe axele d, q, se obțin curenții în sistemul de coordonate transformat:

$$\begin{aligned} i_d &= I \cos(\gamma - \alpha) \\ i_q &= I \cos\left(\frac{\pi}{2} + \gamma - \alpha\right) = -I \sin(\gamma - \alpha) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Folosind expresiile (2.18), curenții în coordonatele d,q se mai pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{2}{3} \left[i_a \cos \gamma + i_b \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \\ i_q &= -\frac{2}{3} \left[i_a \sin \gamma + i_b \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \right], \end{aligned} \quad (2.19)$$

formă care permite trecerea directă de la curenții reali ai fazelor i_a, i_b, i_c la curenții i_d și i_q .

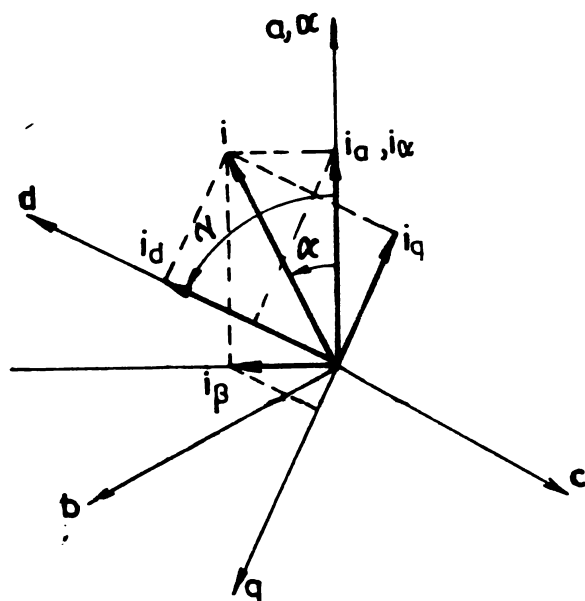


Fig.2.5.Schimbarea variabilelor

Pe baza fig.2.5 se pot scrie și relațiile de transformare inversă a curenților, din coordonate d, q în coordonatele fazelor:

$$i_a = i_d \cos \gamma - i_q \sin \gamma$$

$$i_b = i_d \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) - i_q \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.20)$$

$$i_c = i_d \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) - i_q \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Cînd înfășurarea statorică a mașinii sincrone este conectată în stea cu conductor de nul, sau în triunghi, suma valorilor momentane ale curenților de fază, este în caz general diferită de zero:

$$i_a + i_b + i_c \neq 0$$

În acest caz este necesar să se introducă o variabilă suplimentară, pe lângă expresiile (2.19), care rămîn valabile:

$$i_o = \frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c) \quad (2.21)$$

Această variabilă se numește componenta curențului de nul, care în cazul variației sinusoidale devine componenta omopolară /67/.

În caz general, cu considerarea curențului i_o , curenții fa-

zilor vor avea expresiile:

$$\begin{aligned}
 i_a &= i_0 + i_d \cos \gamma - i_q \sin \gamma \\
 i_b &= i_0 + i_d \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) - i_q \sin\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_c &= i_0 + i_d \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) - i_q \sin\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{2.22}$$

Din relațiile (2.22) se poate trage o primă concluzie în legătură cu componenta curentului de nul. Deoarece acesta intră în toate ecuațiile curenților fazelor la fel, prin trecerea sa printr-o înfășurare trifazată simetrică, la fel ca și trecerea unui curent omopolar, nu poate avea loc un cîmp magnetic mutual între stator și rotor.

Schimbarea variabilelor reprezintă un procedeu matematic formal. Totuși variabilelor schimbate li se pot da interpretări fizice simple. La schimbarea variabilelor în axele d, q înfășurarea trifazată statorică se înlocuiește printr-una bifazată, rigid legată de axele d, q rotorice. De aceea inductivitățile și inductivitățile mutuale ale înfășurărilor statorice transformate sînt constante. Prin aceasta, în fazele înfășurării bifazate, se păstrează amplitudinea curenților și numărul de conductoare pe fază ale înfășurării trifazate, deoarece vectorii de reprezentare ai curenților, fluxurilor și tensiunilor, sînt aceiași pentru axele a, b, c și d, q .

La analiza regimurilor nesimetrice ale mașinii sincrone se utilizează de obicei sistemul de axe α, β , imobile în raport cu statorul. Axa α se suprapune peste axa "a" a fazei statorice, iar axa β o precede cu unghiul $\pi/2$. Formal, relațiile (2.19) pot fi obținute direct prin proiecția curenților i_a, i_b, i_c pe axele d, q (fig. 2.5) și amplificînd apoi expresiile cu coeficientul $\frac{2}{3}$. Relațiile dintre variabilele sistemului de coordonate al fazelor și cele ale sistemului α, β pot fi determinate analog cu (2.19), prin amplificarea proiecțiilor curenților fazelor pe axele α, β cu coeficientul $\frac{2}{3}$ și considerarea componentei curentului de nul. Rezultă:

$$\begin{aligned}
 i_\alpha &= \frac{2}{3} \left[i_a - \frac{1}{2} (i_b + i_c) \right] \\
 i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \\
 i_0 &= \frac{1}{3} (i_a + i_b + i_c)
 \end{aligned}
 \tag{2.23}$$

Prin analogie cu (2.23) la trecerea directă, se obțin valo-

riile curenților fazelor sub forma:

$$\begin{aligned} i_a &= i_o + i_\alpha \\ i_b &= i_o - \frac{1}{2} (i_\alpha - \sqrt{3} i_\beta) \\ i_c &= i_o - \frac{1}{2} (i_\alpha + \sqrt{3} i_\beta) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Prin compararea relațiilor celor două sisteme ortogonale de coordonate, rezultă relațiile directe de trecere de la coordonatele α, β la d, q

$$\begin{aligned} i_d &= i_\alpha \cos \gamma + i_\beta \sin \gamma \\ i_q &= -i_\alpha \sin \gamma + i_\beta \cos \gamma, \end{aligned} \quad (2.25)$$

respectiv relațiile inverse de trecere:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_d \cos \gamma - i_q \sin \gamma \\ i_\beta &= i_d \sin \gamma + i_q \cos \gamma \end{aligned} \quad (2.26)$$

La schimbarea variabilelor, în coordonate α, β sau d, q solenatiile și fluxurile magnetice înfășurărilor statorice rămân neschimbate.

2.2.2. Ecuațiile tensiunilor și fluxurilor în coordonate α, β și d, q . Legătura dintre parametri reali și parametri echivalenți.

Ecuațiile tensiunilor în coordonatele α, β se pot scrie analog cu (2.1):

$$\begin{aligned} U_\alpha &= \frac{d\psi_\alpha}{dt} + R_1 i_\alpha \\ U_\beta &= \frac{d\psi_\beta}{dt} + R_1 i_\beta \\ U_o &= \frac{d\psi_o}{dt} + R_1 i_o \end{aligned} \quad (2.27)$$

în care $\psi_{\alpha, \beta, o}$ reprezintă fluxurile în axele α, β , legate de fluxurile reale cu relații similare cu (2.23), adică:

$$\Psi_{\alpha} = \frac{3}{2} \left[\Psi_{\alpha} - \frac{1}{2} (\Psi_b + \Psi_c) \right]$$

$$\Psi_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (\Psi_b - \Psi_c) \quad (2.28)$$

$$\Psi_0 = \frac{1}{3} (\Psi_a + \Psi_b + \Psi_c)$$

Cu considerarea relațiilor (2.16) fluxurile devin:

$$\Psi_{\alpha} = (1_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2 \cos 2\gamma) i_{\alpha} + \frac{3}{2} l_2 \sin 2\gamma i_{\beta} +$$

$$+ M_{aed} \cdot \cos \gamma i_e + M_{asd} \cdot \cos \gamma \cdot i_{sd} - M_{asq} \cdot \sin \gamma \cdot i_{sq} \quad (2.29)$$

$$\Psi_{\beta} = (1_0 + m_0 - \frac{3}{2} l_2 \cos 2\gamma) i_{\beta} + M_{aed} \sin \gamma i_e +$$

$$+ M_{asd} \sin \gamma \cdot i_{sd} + M_{asq} \cos \gamma \cdot i_{sq}$$

$$\Psi_c = (1_0 - 2 m_0) i_0$$

Cu relațiile (2.4), (2.13), (2.14), (2.23) se obțin fluxurile rotorice (pentru excitație, amortizare longitudinală și amortizare transversală):

$$\Psi_e = \frac{3}{2} M_{aed} (i_{\alpha} \cos \gamma + i_{\beta} \sin \gamma) + L_e i_e + M_{esd} i_{sd} \quad (2.30)$$

$$\Psi_{sd} = \frac{3}{2} M_{asd} (i_{\alpha} \cos \gamma + i_{\beta} \sin \gamma) + M_{esd} i_e + L_{sd} i_{sd} \quad (2.31)$$

$$\Psi_{sq} = \frac{3}{2} M_{asq} (i_{\beta} \cos \gamma - i_{\alpha} \sin \gamma) + L_{sq} i_{sq} \quad (2.32)$$

În expresiile (2.30)...(2.32) fluxurile sînt funcții de unghiul γ , deci și în coordonate α, β coeficienții ecuațiilor sînt periodici. În partea experimentală se urmărește determinarea unor parametri din anumite regimuri tranzitorii particulare, cu rotorul imobil și din acest punct de vedere coeficienții periodici conținînd unghiul γ , din ecuațiile în coordonate α, β , nu ar trebui să constituie un impediment. Se trece în continuare la coordonatele d, q deoarece parametrii care se cer a fi determinați pe standurile industriale, sînt parametri echivalenți după axa longitudinală "d" și după axa transversală "q". Pe de altă parte analiza ecuațiilor în cazul general /29/, /39/, /54/, /67/, /69/, /94/ se poate face prin trecerea la coordonatele d, q , cînd aceste ecuații nu mai au coeficienți periodici. Trecerea la coordonatele d, q se face cu relații

de tipul (2.25) valabile atât pentru curenți cât și pentru fluxuri.

Ecuatiile tensiunilor statorice în coordonate d, q vor fi:

$$\begin{aligned} U_d &= U_\alpha \cos \gamma + U_\beta \sin \gamma \\ U_q &= -U_\alpha \sin \gamma + U_\beta \cos \gamma, \end{aligned} \quad (2.33)$$

iar după înlocuiri și transformări, se obține forma finală:

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \frac{d\gamma}{dt} + R_1 i_d \\ U_q &= \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \frac{d\gamma}{dt} + R_1 i_q \end{aligned} \quad (2.34)$$

Ecuatiile pentru tensiunile rotorice (2.2) și (2.5) precum și ecuația componentei de nul a tensiunii (2.27) rămân nemodificate.

Expresiile fluxurilor în coordonate d, q se pot obține cu relațiile (2.25) și (2.29).

$$\begin{aligned} \psi_d &= \psi_\alpha \cos \gamma + \psi_\beta \sin \gamma \\ \psi_q &= -\psi_\alpha \sin \gamma + \psi_\beta \cos \gamma \end{aligned} \quad (2.35)$$

sau

$$\begin{aligned} \psi_d &= (l_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2) i_d + M_{aed} i_e + M_{asd} i_{sd} \\ \psi_q &= (l_0 + m_0 - \frac{3}{2} l_2) i_q + M_{asq} i_{sq} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Fluxul componentei de nul rămâne nemodificat:

$$\psi_0 = (l_0 - 2 m_0) i_0 \quad (2.37)$$

Cu notațiile:

$$\begin{aligned} L_d &= l_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2 \\ L_q &= l_0 + m_0 - \frac{3}{2} l_2 \\ L_0 &= l_0 - 2 m_0 \end{aligned} \quad (2.38)$$

fluxurile înfășurărilor statorice se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} \psi_d &= L_d i_d + M_{aed} i_e + M_{asd} i_{sd} \\ \psi_q &= L_q i_q + M_{asq} i_{sq} \\ \psi_0 &= L_0 i_0 \end{aligned} \quad (2.39)$$

Relațiile (2.38) au o importanță deosebită pentru interpretarea fizică și pentru determinarea experimentală a reactanțelor corespunzătoare celor trei inductivități echivalente L_d , L_q și L_o . Aceste relații arată legătura care există între parametrii fizici l_o , m_o , l_2 a căror semnificație a fost analizată (capitolul 2 - relațiile 2.6, 2.7, 2.8) și parametri echivalenți.

Inductivitatea L_d reprezintă inductivitatea pe o fază a statorului, la trecerea prin înfășurările statorice a unor curenți sinusoidali, simetrici, de succesiune directă, în timp ce rotorul rotește cu viteza sincronă, în cazul suprapunerii axei cîmpului statoric cu axa longitudinală. Reactanța inductivă corespunzătoare $x_d = \omega L_d$ se numește reactanța sincronă longitudinală.

Inductivitatea L_q este inductivitatea unei faze a înfășurării statorice, la trecerea prin înfășurarea statorică a unor curenți simetrici de succesiune directă, în cazul suprapunerii axei cîmpului statoric cu axa transversală. Reactanța corespunzătoare $x_q = \omega L_q$ este reactanța sincronă după axa transversală.

Inductivitatea L_o este inductivitatea pe fază a înfășurării statorice, la trecerea prin înfășurare a curenților de tip omopolar iar reactanța $x_o = \omega L_o$ este reactanța omopolară.

Prin înlocuirea curenților (2.26) în expresiile (2.30), (2.31) (2.32), se obțin expresiile fluxurilor rotorice în coordonate d, q :

$$\Psi_e = \frac{3}{2} M_{aed} i_d + L_e i_e + M_{esd} i_{sd} \quad (2.40)$$

$$\Psi_{sd} = \frac{3}{2} M_{asd} i_d + M_{esd} i_e + L_{sd} i_{sd} \quad (2.41)$$

$$\Psi_{sq} = \frac{3}{2} M_{asq} i_q + L_{sq} i_{sq} \quad (2.42)$$

C a p i t o l u l 3

METODOLOGIE DE DETERMINARE A PARAMETRILOR MASINII SINCRONE, FOLOSIND PRELUCRAREA NUMERICA A REZULTA- TELOR OBTINUTE IN UNELE REGIMURI TRANZITORII.

O importanță deosebită privind parametrii mașinii sincrone o are studiul regimurilor tranzitorii /1/, /4/, /5/, /6/, /7/, /10/, /18/, /22/, /26/, /27/, /33/, /58/, /64/, /65/, /67/, /75/, /78/, /79/, /80/, /83/, /103/, /105/, /110/, /113/, /114/, /115/, /116/, /117/, /118/, /119/, /128/, /129/, /133/. În general determinarea parametrilor din regimurile tranzitorii se face pe baze grafice sau grafo-analitice. Folosirea acestor regimuri implică în general un volum mare de calcule, ceea ce face ca prelucrările de rezultate să devină insuficiente într-un stand clasic. Utilizarea completă a informațiilor date de înregistrările unor semnale de regim tranzitoriu, se poate face exact și eficient apelând la mijloace numerice.

Înregistrarea informațiilor într-un interval mic de timp, corespunzătoare mai multor mărimi, în mod simultan, precum și prelucrarea acestora după o metodă prestabilită, care implică un volum mare de calcule se poate face cu un calculator de proces. De aceea perfecționarea unor tehnici de încercare și determinarea a parametrilor mașinilor sincrone de putere mare, prin analiza unor regimuri tranzitorii cu metode numerice, constituie o premisă a introducerii calculatoarelor de proces în controlul industrial al mașinilor electrice.

3.1. ECUATIILE PENTRU REGIMURI TRANZITORII PARTICULARE IN VEDEREA DETERMINARII PARAMETRILOR DUPA AXELE „ d ” și „ q ”.

3.1.1. Ecuatiile pentru poziția longitudinală a rotorului - atenuare longitudinală.

Se consideră regimul tranzitoriu care apare în situația particulară de alimentare a mașinii prezentate în fig.3.1, prin închiderea întreruptorului K. Rotorul este imobil în poziție longitudinală față de faza "a". Aceasta înseamnă că axa "d" și axa magnetică a fazei "a" se suprapun. În această poziție caracterizată prin $\gamma = 0$, axa înfășurării de excitație și axa magnetică a fazei "a" se suprapun.

În fig.3.1 s-a notat cu R_g rezistența de scurtcircuit a circui-

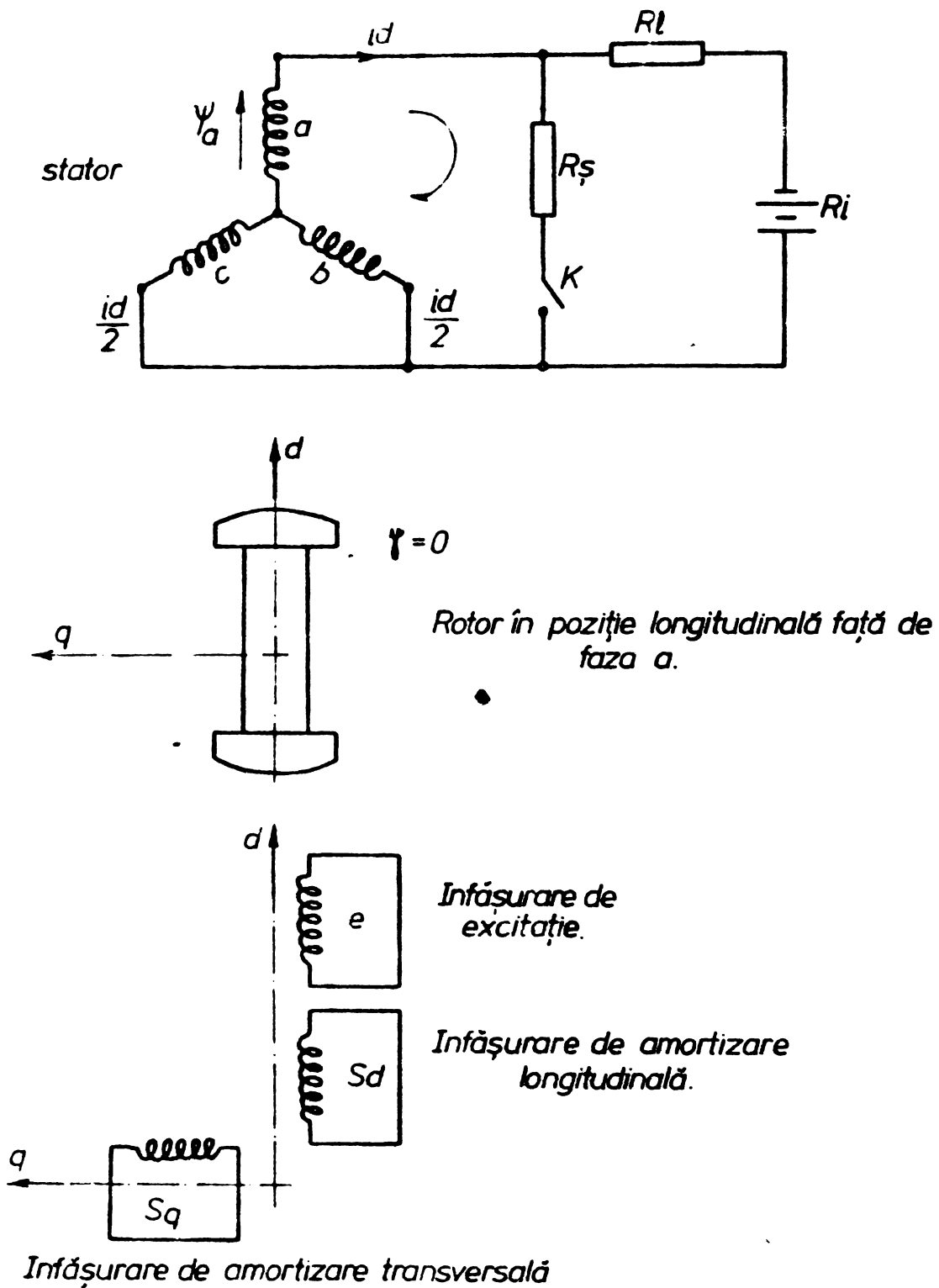


Fig. 31.

Schema electrică pentru experimentul longitudinal.

tului statoric (rezistență de stingere), cu R_1 rezistența conductoarelor de legătură de la sursă la mașină și cu R_i rezistența internă a sursei. În stator, faza pentru care poziția rotorului este longitudinală, s-a inseriat cu celelalte două faze "b" și "c" conectate în paralel. Alimentarea se face de la o sursă de curent continuu.

Prin închiderea întreruptorului K, apare un regim tranzitoriu, de atenuare a curenților din stator, care implică apariția unor regimuri tranzitorii și în înfășurările rotorice.

E c u a ț i a circuitului statoric.

Pentru a scrie ecuația circuitului în acest regim tranzitoriu se utilizează relațiile (2.16). Aceste expresii se particularizează prin considerarea poziției longitudinale a rotorului față de faza "a", $\theta = 0$.

Pentru fluxul fazei "a" se obține:

$$\Psi_a = (l_0 + l_2) i_a + \left[-m_0 + l_2 \left(-\frac{1}{2}\right) \right] i_b + \left[-m_0 + l_2 \left(-\frac{1}{2}\right) \right] i_c +$$

$$+ M_{aed} i_e + M_{asd} i_{sd}$$

În această expresie se are în vedere valorile curenților pe faze, corespunzătoare acestui regim particular, adică:

$$i_a = i_d ; \quad i_b = -i_d/2 ; \quad i_c = -i_d/2 ;$$

$$\Psi_a = (l_0 + l_2) i_d + \left(m_0 + \frac{l_2}{2}\right) i_d + M_{aed} i_e + M_{asd} i_{sd}$$

Forma finală a fluxului în faza "a", Ψ_a , este:

$$\Psi_a = \left(l_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2\right) i_d + M_{aed} i_e + M_{asd} i_{sd} \quad (3.1)$$

Pentru fluxul fazei "b" se obține:

$$\Psi_b = \left[-m_0 + l_2 \left(-\frac{1}{2}\right) \right] i_a + \left[l_0 + l_2 \left(-\frac{1}{2}\right) \right] i_b + (-m_0 + l_2) i_c +$$

$$+ M_{aed} \left(-\frac{1}{2}\right) i_e + M_{asd} \left(-\frac{1}{2}\right) i_{sd} ,$$

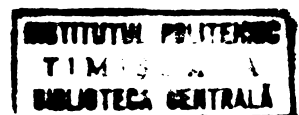
care, prin substituirea valorilor particulare ale curenților, devine:

$$\Psi_b = (-m_0 - l_2) i_d + \left(l_0 - \frac{l_2}{2}\right) \left(-\frac{i_d}{2}\right) + (-m_0 + l_2) \left(-\frac{i_d}{2}\right) -$$

$$- \frac{1}{2} M_{aed} i_e - \frac{1}{2} M_{asd} i_{sd} \quad (3.2)$$

$$= \left(-m_0 - \frac{l_2}{2} - \frac{l_0}{2} + \frac{l_2}{2} + \frac{m_0}{2}\right) \frac{i_d}{2} -$$

$$= \left(-m_0/2 - l_0/2 - l_2/2\right) i_d$$



Fluxul total al ochiului considerat este:

$$\Psi_{\text{tot}} = \left[(1_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2) + (1_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2) \frac{1}{2} \right] i_d + \frac{3}{2} M_{aed} i_e + \frac{3}{2} M_{asd} i_{sd},$$

iar forma finală:

$$\Psi_{\text{tot}} = \frac{3}{2} (1_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2) i_d + \frac{3}{2} M_{aed} i_e + \frac{3}{2} M_{asd} i_{sd} \quad (3.3)$$

Rezistența activă a ochiului echivalent în care apare atenuarea curentului i_d (fig.3.1), se poate scrie sub forma:

$$R_{\text{ech}} = R_a + \frac{R_a}{2} + \frac{R_s(R_e + R_i)}{R_s + R_e + R_i} = \frac{3}{2} \left[R_a + \frac{2}{3} \frac{R_s(R_e + R_i)}{R_s + R_e + R_i} \right] \quad (3.4)$$

și notînd $R_{ae} = R_a + \frac{2}{3} \frac{R_s(R_e + R_i)}{R_s + R_e + R_i}$, rezultă:

$$R_{\text{ech}} = \frac{3}{2} R_{ae} \quad (3.4')$$

unde:

R_s - rezistența fazei statorice, R_i rezistența interioară a sursei și R_e - rezistența de șuntare.

În situația în care $R_s = 0$ (scurtcircuitare, adică i_d scade de la o valoare oarecare, la zero), rezistența echivalentă de stingere ia valoarea:

$$R_{\text{ech}} = \frac{3}{2} R_a \quad (3.4'')$$

Pentru cazul scurtcircuitării ($U=0$), rezultă ecuația care caracterizează regimul tranzitoriu, sub forma:

$$0 = \frac{3}{2} R_a i_d + \frac{3}{2} (1_0 + m_0 + \frac{3}{2} l_2) \frac{di_d}{dt} + \frac{3}{2} M_{aed} \frac{di_e}{dt} + \frac{3}{2} M_{asd} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.5)$$

Această ecuație conține parametri fizici reali ai mașinii sincrone.

Tinînd seama de legătura dintre inductivitățile reale ale mașinii și inductivitatea echivalentă după axa d, L_d - relația (2.38) se obține ecuația circuitului statoric în poziția longitudinală:

$$0 = \frac{3}{2} R_a i_d + \frac{3}{2} L_d \frac{di_d}{dt} + \frac{3}{2} M_{aed} \frac{di_e}{dt} + \frac{3}{2} M_{asd} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.6)$$

Această ecuație este scrisă în mărimi fizice și parametri nereduși.

E c u a ț i a circuitului de excitație.

Fluxul total al înfășurării de excitație se poate determina cu relația (2.4), în care se are în vedere poziția particulară a rotorului (longitudinală față de axa magnetică a fazei "a"), deci $\gamma = 0$. De asemenea, în această relație se introduc valorile inducțiilor mutuale dintre cele trei faze și circuitul de excitație - relațiile (2.13). Prin înlocuirea valorilor curenților fazelor din poziția longitudinală, se obțin succesiv, următoarele forme pentru fluxul de excitație:

$$\begin{aligned} \Psi_e &= m_{ae} i_a + m_{be} i_b + m_{ce} i_c + M_{esd} i_{sd} + L_e i_e = \\ &= M_{aed} i_d + M_{aed} \left(-\frac{1}{2}\right) \left(-\frac{i_d}{2}\right) + M_{aed} \left(-\frac{1}{2}\right) \left(-\frac{i_d}{2}\right) + \\ &\quad + M_{esd} i_{sd} + L_e i_e \\ \Psi_e &= \frac{3}{2} M_{aed} i_d + M_{esd} i_{sd} + L_e i_e \end{aligned} \quad (3.7)$$

Înlocuind această expresie a fluxului de excitație, variabilă pentru poziția longitudinală, în ecuația generală a circuitului de excitație (2.2), se obține pentru acest circuit, ecuația:

$$0 = \frac{3}{2} M_{aed} \frac{di_d}{dt} + i_e R_e + M_{esd} \frac{di_{sd}}{dt} + L_e \frac{di_e}{dt} \quad (3.8)$$

E c u a ț i a circuitului longitudinal de amortizare.

Ecuația (3.8) stabilită pentru poziția longitudinală a rotorului, are pe lângă importanța teoretică, o utilitate practică imediată, deoarece se pot înregistra direct variațiile curentului din acest circuit.

Pentru circuitul longitudinal de amortizare nu se poate afirma același lucru, deoarece nu avem acces direct din punctul de vedere al măsurătorilor, la acest circuit. Totuși și această ecuație este importantă, deoarece prin cuplajele magnetice existente, variațiile de flux și curent din circuitul de amortizare se reflectă asupra oscilațiilor din celelalte circuite.

Fluxul total al înfășurării longitudinale de amortizare

pentru $\dot{\gamma} = 0$, cu (2.4) și (2.14) este:

$$\begin{aligned} \Psi_{sd} &= m_{sda} i_a + m_{sdb} i_b + m_{sdc} i_c + M_{sde} i_e + L_{sd} i_{sd} = \\ &= \frac{3}{2} M_{asd} i_d + M_{sde} i_e + L_{sd} i_{sd}, \end{aligned}$$

cu care se obține ecuația regimului tranzitoriu al încercării longitudinale, pentru circuitul longitudinal de amortizare, sub forma:

$$0 = \frac{3}{2} M_{asd} \frac{di_d}{dt} + M_{sde} \frac{di_e}{dt} + R_{sd} i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} \quad (3.9)$$

În rotor, care are axa suprapusă peste axa fazei "a" statorică, în circuitul transversal de amortizare nu apar oscilații, deoarece nu există cuplaje magnetice.

Trecerea de la ecuațiile scrise în mărimi fizice, la ecuațiile scrise în mărimi reduse la stator și raportate, particularizate pentru poziția longitudinală a rotorului.

Ecuațiile scrise pentru circuitul statoric, de excitație și circuitul longitudinal de amortizare, constituie un sistem de ecuații, care descriu regimul tranzitoriu pentru poziția longitudinală a rotorului:

$$\begin{aligned} 0 &= \frac{3}{2} R_a i_d + \frac{3}{2} L_d \frac{di_d}{dt} + \frac{3}{2} M_{aed} \frac{di_e}{dt} + \frac{3}{2} M_{asd} \frac{di_{sd}}{dt} \\ 0 &= \frac{3}{2} M_{aed} \frac{di_d}{dt} + i_e R_e + M_{esd} \frac{di_{sd}}{dt} + L_e \frac{di_e}{dt} \\ 0 &= \frac{3}{2} M_{asd} \frac{di_d}{dt} + M_{sde} \frac{di_e}{dt} + R_{sd} i_{sd} + L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Toate circuitele din rotor, care se reduc la stator sînt monofazate. Se consideră coeficienții de reducere pentru curent K_i , pentru tensiune K_u și impedanțe K_Z , care au fost analizați la paragraful 1.1.4. Acești coeficienți se particularizează pentru o reducere monofazată după cum urmează:

- coeficientul de reducere pentru curent,

$$K_i = \frac{I_2}{I_2'} = \frac{m_1 W_1 K_{b1}}{m_2 W_2 K_{b2}} = \frac{m_1}{2} \frac{W_1 K_{b1}}{W_2} = \frac{3}{2} \frac{W_1 K_{b1}}{W_2};$$

- coeficientul de reducere pentru tensiune:

$$K_u = \frac{U_2'}{U_2} = \frac{2}{m_1} K_i = \frac{2}{3} K_i ;$$

- coeficientul de reducere pentru impedanțe:

$$K_Z = K_u K_i = \frac{2}{3} K_i^2 = \frac{3}{2} \left(\frac{w_1 K_{b1}}{w_2} \right)^2$$

Ca urmare coeficientul de reducere a înfășurării de excitație la înfășurarea statorică este:

$$K_{ie} = \frac{3}{2} \frac{w_1 K_{b1}}{w_e}$$

Avînd în vedere că:

$$K_{ie} M_{aed} \frac{d \frac{i_e}{K_{ie}}}{dt} = K_{ie} M_{aed} \frac{di_e'}{dt}$$

și punînd:

$$M'_{aed} = K_{ie} M_{aed}$$

$$M'_{asd} = K_i M_{asd}$$

$$K_{id} M_{asd} \frac{d \frac{i_{sd}}{K_{id}}}{dt} = K_{id} M_{asd} \frac{di'_{sd}}{dt}$$

în care:

$$K_{id} = \frac{3}{2} \frac{w_1 K_{b1}}{2p w_{sd}} \quad \text{reprezintă coeficientul de reducere a curenților din înfășurarea longitudinală de amortizare, la stator.}$$

w_{sd} este numărul de spire al înfășurării echivalente de amortizare după axa d, pe pol, dat de relația (1.32).

Prima ecuație obține forma redusă la stator:

$$0 = \frac{3}{2} R_a i_d + \frac{3}{2} L_d \frac{di_d}{dt} + \frac{3}{2} M'_{aed} \frac{di_e'}{dt} + \frac{3}{2} M'_{asd} \frac{di'_{sd}}{dt}$$

Ecuația a doua din (3.10) se amplifică cu coeficientul de reducere a tensiunii din excitație la stator:

$$K_{ue} = \frac{w_1 K_{b1}}{w_2}$$

făcându-se și artificiiile necesare pentru a obține curenții reduși în următoarea ordine:

$$0 = \frac{3}{2} K_{ue} M_{aed} + \frac{i_e}{K_{ie}} K_{ue} K_{ie} R_e + M_{esd} K_{ue} K_{id} \frac{d i_{sd}}{dt} + L_e K_{ue} K_{ie} \frac{d i_e}{dt}$$

și notînd inductivitățile și rezistența înfășurării de excitație, reduse la stator:

$$M'_{esd} = K_{ue} K_{id} M_{esd}$$

$$L'_e = L_e K_{ue} K_{ie}$$

$$R'_e = R_e K_{ue} K_{ie}$$

se obține ecuația circuitului de excitație redusă la stator:

$$0 = M'_{aed} i'_d + i'_e R'_e + M'_{esd} \frac{d i'_{sd}}{dt} + L'_e \frac{d i'_e}{dt}$$

Pentru ecuația a treia din (3.10) se fac operații similare, amplificîndu-se cu coeficientul de reducere a tensiunii înfășurării de amortizare longitudinală la stator:

$$K_{ud} = \frac{W_1 K_{b1}}{2p W_{sd}} = \frac{2}{3} K_{id}$$

$$0 = \frac{3}{2} K_{ud} M_{asd} \frac{d i_d}{dt} + K_{ud} K_{ie} M_{sde} \frac{d i'_e}{dt} + K_{ud} K_{isd} R_{sd} i'_{sd} + K_{ud} K_{id} \frac{d i'_{sd}}{dt}$$

Se notează inductivitățile și rezistența din circuitul longitudinal de amortizare, reduse la stator:

$$\frac{3}{2} K_{ud} M_{asd} = K_{id} M_{asd} = M'_{asd}$$

$$L_{sd} K_{ud} K_{id} = L'_{sd}$$

$$K_{ud} K_{isd} R_{sd} = R'_{sd}$$

Deci sistemul de ecuații care descrie oscilațiile de stingere a curenților din poziția longitudinală, cu toți parametrii și

variabilele reduse la stator (mărimi notate cu indicile "prim"), este:

$$\begin{aligned}
 0 &= R_a i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M'_{aed} \frac{di'_e}{dt} + M'_{asd} \frac{di'_{sd}}{dt} \\
 0 &= M'_{aed} i_d + i'_e R'_e + L'_e \frac{di'_e}{dt} + M'_{esd} \frac{di'_{sd}}{dt} \\
 0 &= M'_{asd} \frac{di_d}{dt} + M'_{esd} \frac{di'_e}{dt} + R'_{sd} i'_{sd} + L'_{sd} \frac{di'_{sd}}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

Se trece la mărimile raportate pentru ecuațiile acestui sistem și prin aceasta în locul inductivităților vor apărea reactanțele corespunzătoare, datorită trecerii timpului în "per-unit".

Cu acestea sistemul ecuațiilor de atenuare a curenților în poziția longitudinală a rotorului, devine:

$$\begin{aligned}
 0 &= r_a i_d + x_d \frac{di_d}{dt} + x_{ad} \frac{di'_e}{dt} + x'_{ad} \frac{di'_{sd}}{dt} \\
 0 &= x_{ad} \frac{di_d}{dt} + i'_e r'_e + x'_e \frac{di'_e}{dt} + x_{ad} \frac{di'_{sd}}{dt} \\
 0 &= x_{ad} \frac{di_d}{dt} + x_{ad} \frac{di'_e}{dt} + r'_{sd} i'_{sd} + x'_{sd} \frac{di'_{sd}}{dt}
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

în care toate mărimile rotorice sînt reduse la stator și apoi totul este raportat la mărimile de bază de raportare alese pentru înfășurarea statorică.

3.1.2. Ecuțiile din încercarea de stingere a cîmpului cu statorul deschis.

Deoarece se urmărește determinarea parametrilor echivalenți ai mașinii, ecuațiile (3.12) nu sînt suficiente și ca urmare se analizează un alt regim particular și anume cel în care statorul este deschis.

Rotorul mașinii rămîne în poziție longitudinală față de faza "a", imobil, ca la încercarea precedentă. Circuitul statoric este deschis. Circuitul de excitație se pune sub tensiune continuă - fig.3.2. Regimul tranzitoriu se obține prin închiderea intreruptorului K. Ca urmare curentul de excitație variază

de la o valoare constantă, la altă valoare constantă, care se fixează prin intermediul rezistenței de șuntare R_s . Această rezistență poate fi și de valoare "0", cînd practic prin închiderea întreruptorului K, se scurtcircuitază bornele circuitului de excitație și curentul se atenuază de la o valoare constantă, la zero.

Un regim tranzitoriu apare numai în înfășurarea de excitație și în înfășurarea longitudinală de amortizare.

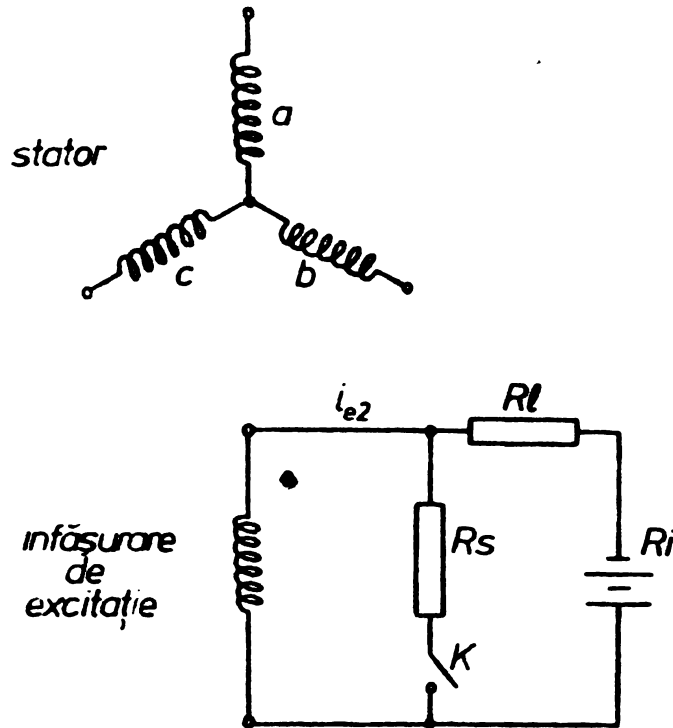


Fig. 3.2. Schemă electrică pentru încercarea cu statorul deschis.

E c u a ț i a circuitului de excitație.

Fluxul total al înfășurării de excitație este:

$$\Psi_e = L_e i_e + M_{esd} i_{sd}$$

În caz general cînd rezistența de șuntare este diferită de zero, rezistența echivalentă a circuitului de excitație în care are loc atenuarea componentei tranzitorie a curentului din încercarea cu statorul deschis este:

$$R_{e_{ech}} = R_e + \frac{R_s (R_e + R_i)}{R_s + R_e + R_i} \quad (3.13)$$

in care R_e este rezistența înfășurării de excitație.

In cazul scurtcircuitării $R_s=0$ și $R_{e_{ech}} = R_e$, ecuația regimului tranzitoriu pentru circuitul de excitație este:

$$0 = M_{esd} \frac{di_{sd}}{dt} + R_e i_e + L_e \frac{di_e}{dt} \quad (3.14)$$

unde:

M_{esd} - inductivitatea mutuală între circuitul echivalent longitudinal de amortizare și înfășurarea de excitație;

L_e - inductivitatea totală a circuitului de excitație.

E c u a ț i a circuitului echivalent longitudinal de amortizare.

Fluxul total al înfășurării longitudinale de amortizare, se exprimă în funcție de inductivitatea mutuală a acestei înfășurări, cu înfășurarea de excitație M_{sde} și inductivitatea totală a înfășurării longitudinale L_{sd} , sub forma:

$$\Psi_{sd} = M_{sde} i_e + L_{sd} i_{sd}$$

Rezultă ecuația care descrie regimul tranzitoriu din înfășurarea echivalentă longitudinală de amortizare, notată cu "sd" sub forma:

$$0 = M_{sde} \frac{di_e}{dt} + R_{sd} \cdot i_{sd} \quad (3.15)$$

in care i_e este curentul real în regim tranzitoriu din înfășurarea de excitație, i_{sd} este curentul din circuitul echivalent longitudinal de amortizare, iar R_{sd} rezistența echivalentă a circuitului longitudinal de amortizare, care se poate calcula în funcție de colivia concretă de amortizare - rel.(1.42).

Soluțiile ecuațiilor de tipul (3.12)(3.14)(3.15) precum și celor corespunzătoare după axa q, în mărimi reduse și raportate se găsesc în /30/, /85/, /87/, /93/, /115/. In prezenta lucrare se dezvoltă demonstrațiile complete și analiza aprofundată a fenomenelor de stingere a curenților după cele două axe în mărimi fizice precum și deducerea și raportarea (cu coeficienții respectivi prezentați în detaliu), deoarece în programul de determinare numerică a parametrilor care se prezintă în final este necesar controlul unor

mărimi fizice. Pe de altă parte, pentru a compara rezultatele experimentale cu datele de proiectare este necesară revenirea la mărimile fizice inițiale (de exemplu la rezistențele echivalente). De asemenea pe baza relațiilor stabilite anterior pentru fluxuri, inductivități și curenți, în mod asemănător se poate face studiul regimurilor de stingere a curenților și pentru alte poziții particulare ale rotorului.

Trecerea de la ecuațiile scrise în mărimi fizice, la ecuații scrise în mărimi reduse la stator și raportate.

Ecuația (3.14) se amplifică cu K_{ue} , iar ecuația (3.15) cu K_{ud} , făcând și artificiile necesare pentru a obține în ecuații, curenții din circuitele rotorice, reduși la stator rezultă:

$$0 = K_{ue} K_{ie} R_e i_e' + K_{ue} K_{ie} L_e \frac{di_e'}{dt} + M_{esd} K_{ue} K_{id} \frac{di_{sd}'}{dt}$$

$$0 = K_{ud} K_{ie} M_{esd} \frac{di_e'}{dt} + K_{ud} K_{id} R_{sd} i_{sd}' + K_{ud} K_{id} L_{sd} \frac{di_{sd}'}{dt}$$

Considerînd definiția inductivităților și rezistențelor rotorice reduse la stator - relațiile (A1.3) rezultă sistemul de ecuații care descriu regimul tranzitoriu pentru încercarea cu statorul deschis:

$$0 = R_e' i_e' + L_e' \frac{di_e'}{dt} + M_{esd}' \frac{di_{sd}'}{dt} \tag{3.16}$$

$$0 = M_{esd}' \frac{di_e'}{dt} + R_{sd}' i_{sd}' + L_{sd}' \frac{di_{sd}'}{dt}$$

Ecuațiile sînt scrise în mărimi fizice, cu toți parametrii și variabilele reduse la stator.

Trecînd la mărimi raportate (cu mărimile de bază, cele nominale corespunzătoare statorului) și avînd în vedere că procesul de raportare

$$M_{esd}' \frac{di_{sd}'}{dt} \text{ trece în } (x_{esd}' \frac{di_{sd}'}{dt}) \text{ p.u.}$$

precum și $x_{esd}' = x_{sd}$ (valabilă și în mărimi fizice și în mărimi raportate - rel. A1.21 și A1.22), sistemul (3.16) cu toate mărimile reduse la stator și raportate, se scrie:

$$0 = i'_e r'_e + x'_e \frac{di'_e}{dt} + x_{ad} \frac{di'_{sd}}{dt} \quad (3.17)$$

$$0 = x_{ad} \frac{di'_e}{dt} + i'_{sd} r'_{sd} + x'_{sd} \frac{di'_{sd}}{dt}$$

Determinarea soluțiilor din încercarea cu rotorul în poziție longitudinală și din încercarea cu statorul deschis.

Ecuatiilor corespunzătoare încercării de atenuare a câmpului după axa longitudinală (3.12), li se aplică transformata Laplace. Considerînd rezistența de șuntare nulă $R_s = 0$, curentul din înfășurarea statorică i_d , se atenuază la zero și sistemul transformat este:

$$\begin{aligned} 0 &= \bar{i}_d r_a + x_d (p \bar{i}_d - I_0) + x_{ad} p \bar{i}_e + x_{ad} p \bar{i}_{sd} \\ 0 &= x_{ad} (p \bar{i}_d - I_0) + r_e \bar{i}_e + x_e p \bar{i}_e + x_{ad} p \bar{i}_{sd} \\ 0 &= x_{ad} (p \bar{i}_d - I_0) + x_{ad} p \bar{i}_e + \bar{i}_{sd} r_{sd} + x_{sd} p \bar{i}_{sd} \end{aligned} \quad (3.18)$$

La aplicarea transformatei Laplace, s-a avut în vedere că valorile inițiale ale curenților din excitație și din înfășurarea echivalentă de amortizare longitudinală sînt nule. În acest sistem figurează funcțiile imagine ale curenților reduși și raportați, notați barat și parametrii reduși și raportați. I_0 este valoarea inițială a curentului funcție de timp i_d .

Se fac operații în ecuațiile sistemului după cum urmează:

$$\begin{aligned} I_0 &= \bar{i}_d \frac{r_a}{x_d} + p \bar{i}_d + \frac{x_{ad}}{x_d} p \bar{i}_e + \frac{x_{ad}}{x_d} p \bar{i}_{sd} \\ I_0 \frac{x_{ad}}{x_e} &= \frac{x_{ad}}{x_e} p \bar{i}_d + \frac{r_e}{x_e} \bar{i}_e + p \bar{i}_e + \frac{x_{ad}}{x_e} p \bar{i}_{sd} \\ I_0 \frac{x_{ad}}{x_{sd}} &= \frac{x_{ad}}{x_{sd}} p \bar{i}_d + \frac{x_{ad}}{x_{sd}} p \bar{i}_e + \bar{i}_{sd} \frac{r_{sd}}{x_{sd}} + p \bar{i}_{sd} \end{aligned} \quad (3.19)$$

Se utilizează coeficienții de amortizare, respectiv coeficienții de dispersie introduși de Blondel /60/, /165/, /94/, /30/, /119/, /115/, /128/.

$$\alpha_d = \frac{r_a}{x_d} - \text{coeficientul de amortizare, al înfășurării statorice;}$$

$$\alpha_e = \frac{r_e}{x_e} - \text{coeficientul de amortizare, al înfășurării de excitație (3.20);}$$

$$\alpha_{sd} = \frac{r_{sd}}{x_{sd}} - \text{coeficientul de amortizare, al înfășurării longitudinale de amortizare;}$$

$$C_d = \frac{x_{ad}}{x_d} - \text{coeficientul de dispersie al înfășurării statorice și analog pentru celelalte înfășurări;}$$

$$C_e = \frac{x_{ed}}{x_e} - \text{pentru înfășurarea de excitație (3.21);}$$

$$C_{sd} = \frac{x_{sd}}{x_{sd}} - \text{pentru înfășurarea longitudinală de amortizare.}$$

Cu acești coeficienți sistemul transformat devine:

$$\begin{aligned} I_o &= \bar{i}_d (p + \alpha_d) + C_d \bar{p}i_e + C_d \bar{p}i_{sd} \\ I_o C_e &= C_e \bar{p}i_d + \bar{i}_e (p + \alpha_e) + C_e \bar{p}i_{sd} \\ I_o C_{sd} &= C_{sd} \bar{p}i_d + C_{sd} \bar{p}i_e + \bar{i}_{sd} (p + \alpha_{sd}) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Avînd în vedere aplicabilitatea practică a analizei, se caută imaginile curenților la care avem acces prin măsurare directă (adică stator și excitație).

Determinantul principal al sistemului este:

$$D(p) = \begin{vmatrix} p + \alpha_d & C_d p & C_d p \\ C_e p & p + \alpha_e & C_e p \\ C_{sd} p & C_{sd} p & p + \alpha_{sd} \end{vmatrix}$$

Cu notațiile:

$$\begin{aligned} \sigma_d &= 1 - C_{sd} C_e - C_e C_d + 2 C_e C_d C_{sd} - C_d C_{sd} \\ \sigma_{dsd} &= 1 - C_d C_{sd} ; \quad \sigma_{esd} = 1 - C_e C_{sd} ; \quad \sigma_{ed} = 1 - C_e C_d \end{aligned}$$

determinantul principal al sistemului (3.22) ia forma:

$$D(p) = p^3 \sigma_d + p^2 (\alpha_e \sigma_{dsd} + \alpha_d \sigma_{esd} + \alpha_{sd} + \sigma_{ed}) + p (\alpha_e \alpha_{sd} + \alpha_d \alpha_e + \alpha_d \alpha_{sd}) + \alpha_d \alpha_e \alpha_{sd} \quad (3.23)$$

Determinantul corespunzător curentului i_d este:

$$D_{id}(p) = I_0 \begin{vmatrix} 1 & p C_d & p C_d \\ C_e & p + \alpha_e & p C_e \\ C_{sd} & p C_{sd} & p + \alpha_{sd} \end{vmatrix}$$

și utilizând aceleași notații forma dezvoltată este:

$$D_{id}(p) = I_0 \left[p^2 \sigma_d + p (\alpha_e \sigma_{dsd} + \alpha_{sd} \sigma_{ed}) + \alpha_{sd} \alpha_e \right] \quad (3.24)$$

Determinantul corespunzător imaginii curentului din excitație, în încercarea longitudinală este:

$$D_{iel}(p) = I_0 \begin{vmatrix} p + \alpha_d & 1 & p C_d \\ p C_e & C_e & p C_e \\ p C_{sd} & C_{sd} & p + \alpha_{sd} \end{vmatrix}$$

$$D_{iel}(p) = I_0 \left[C_e \alpha_d p (1 - C_{sd}) + \alpha_{sd} \right] \quad (3.25)$$

Ținând seama că:

$$\int_0^{\infty} f(t) dt = \lim_{p \rightarrow 0} F(p),$$

$$\left. \frac{d f(t)}{dt} \right|_{t=0} = \lim_{p \rightarrow \infty} \left[p^2 F(p) - p f(0) \right]$$

$$\int_0^{\infty} i_d(t) dt = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{D_{id}(p)}{D(p)}$$

rezultă pentru integrală forma:

$$\frac{1}{I_0} \int_0^{\infty} i_d(t) dt = \frac{1}{\alpha_d} \quad (3.26)$$

Rezultă după simplificări pentru derivata curentului longitudinal, forma:

$$\frac{1}{I_0} \left. \frac{di_d(t)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{\alpha_d \sigma_{esd}}{\sigma_d} \quad (3.27)$$

Pentru curentul real de excitație $i_{e1}(t)$ și inaginea sa $\bar{i}_{e1}(p)$:

$$\frac{1}{I_0} \int_0^{\infty} i_{e1}(t) dt = \frac{C_e}{\alpha_e} \quad (3.28)$$

$$\left. \frac{di_{e1}(t)}{dt} \right|_{t=0} = \lim_{p \rightarrow \infty} \frac{p^2 [I_0 C_e \alpha_d p(1 - C_{sd}) + \alpha_{sd}]}{D(p)} \quad (3.29)$$

$$\frac{1}{I_0} \left. \frac{di_{e1}(t)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{C_e \alpha_d (1 - C_{sd})}{\sigma_d}$$

iar (3.17), devine:

$$x_e I_{oe2} = \bar{i}_e r_e + p x_e \bar{i}_e + x_{sd} p \bar{i}_{sd}$$

$$x_{sd} I_{oe2} = x_{sd} p \bar{i}_e + \bar{i}_{sd} r_{sd} + x_{sd} p \bar{i}_{sd}$$

unde s-a notat cu I_{oe2} valoarea inițială a curentului de excitație real, din încercarea cu statorul deschis, sau:

$$I_{oe2} = \bar{i}_{e2} (p + \alpha_e) + C_e p \bar{i}_{sd} \quad (3.30)$$

$$C_{sd} I_{oe2} = C_{sd} p \bar{i}_{e2} + \bar{i}_{sd} (p + \alpha_{sd})$$

Se caută din acest sistem numai soluția la care există acces din punct de vedere experimental. Se obține:

$$\bar{i}_{e2}(p) = \frac{I_{oe2} (p \sqrt{\sigma_{esd}} + \alpha_{sd})}{p^2 \sigma_{esd} + p(\alpha_e + \alpha_{sd}) + \alpha_e \alpha_{sd}} \quad (3.31)$$

În final se obțin următoarele relații utilizabile în practică:

$$\frac{1}{I_{oe2}} \int_0^{\infty} i_{e2}(t) dt = \frac{1}{\alpha_e} = \frac{x_e}{r_e} \quad (3.32)$$

$$\left. \frac{1}{I_{oe2}} \frac{di_{e2}(t)}{dt} \right|_{t=0} = - \frac{\alpha_e}{\sqrt{\sigma_{esd}}} \quad (3.33)$$

Se aplică relația energetică a lui Parseval /84/, /85/, pentru curentul din excitație, corespunzător încercării cu statorul deschis, cînd se ajunge la curentul a cărui imagine este dată în (3.3) cu soluția sub forma /38/, /87/:

$$\int_0^{\infty} i_{e2}^2(t) dt = \frac{C_1^2 d_0 + C_0 d_2}{2 d_0 d_1 d_2} \quad (3.34)$$

în care:

C_1, C_0 - coeficienții puterii de ordinul 1 și 0 a lui p de la numărătorul expresiei operaționale a curentului (3.3);

d_2, d_1, d_0 coeficienții puterilor de ordinul 2, 1, respectiv 0 de la numitorul expresiei operaționale a curentului.

Avînd în vedere expresia imaginii curentului, se poate scrie:

$$\int_0^{\infty} i_{e2}^2(t) dt = \frac{I_{oe2}^2 \sqrt{\sigma_{esd}} \alpha_e \alpha_{sd} + I_{oe2}^2 \alpha_{sd} \sqrt{\sigma_{esd}}}{2 \alpha_e \alpha_{sd} (\alpha_e + \alpha_{sd}) \sqrt{\sigma_{esd}}}$$

sau sub forma finală utilizabilă în programul de calcul pentru prelucrarea numerică a oscilogramelor:

$$\frac{1}{I_{oe2}^2} \int_0^{\infty} i_{e2}^2(t) dt = \frac{\alpha_e \sqrt{\sigma_{esd}} + \alpha_{sd}}{2 \alpha_e (\alpha_e + \alpha_{sd})} \quad (3.35)$$

Cu ajutorul acestor relații de bază stabilite pentru încercarea după axa longitudinală, în ordinea și cu notațiile făcute, se determină succesiv toți parametrii longitudinali $x_d, x_{sd}, x_e, x_{sd}, x_{\sigma}$.

Observație:

În toate ecuațiile sub formă finală analizate, parametrii electromagnetici și curenții sînt reduși și raportați, deci în valorile lor intră coeficienții de reducere. Pentru determinarea coeficienților de reducere, este necesar să se cunoască anumite detalii din proiectul mașinii.

Deoarece în relațiile integrale și diferențiale de tipul (3.26), (3.27), sau pătratice de tipul (3.35), în partea stîngă

apar rapoarte de curenți reduși și raportați, coeficienții respectivi de reducere și raportare, se pot simplifica în partea stângă, observație valabilă și pentru relațiile omoloage din încercările următoare.

Deci relațiile, în ansamblu, sînt fundamentale și nu depind de coeficienții de reducere și raportare.

Aceste relații se pot calcula cu valorile reale ale curenților din oscilograme, ceea ce constituie un avantaj deosebit din punct de vedere practic. În general un coeficient de dispersie sau de atenuare, își păstrează valoarea, fie că este calculat în mărimi reale, fie în mărimi reduse și raportate.

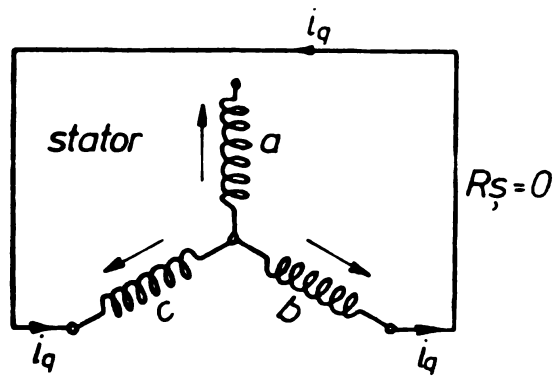
Această particularitate a relațiilor (3.26), (3.27), (3.35) constituie un avantaj esențial în tehnica de măsurare a mărimilor și de prelucrare numerică a rezultatelor.

3.1.3. Ecuațiile de la încercarea după axa transversală.

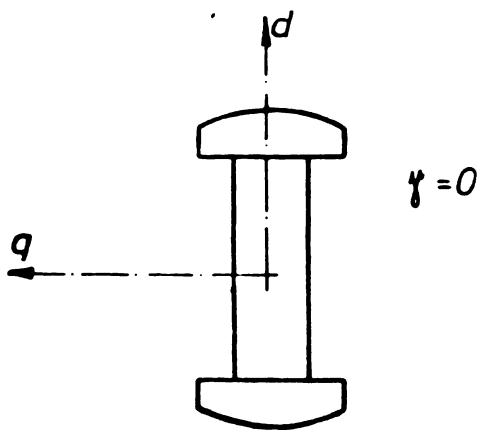
Se urmărește stabilirea unui regim tranzitoriu particular în care să apară acele grupări de inductivități reale, care au stat la baza definirii inductivităților echivalente după axa q , din relațiile (2.5), (2.38). De asemenea se urmărește apariția unui regim tranzitoriu și în circuitul transversal de amortizare, pentru a putea stabili o ecuație în care să intervină rezistențele și reactanțele acestui circuit echivalent.

În acest scop se scurtcircuitază circuitul statoric, după ce prin acest circuit a fost stabilit un curent constant I_{q0} , ca în fig. 3.3. Rotorul rămîne imobil și în poziție longitudinală față de faza "a", care se va lăsa în gol, inseriindu-se fazele "b" și "c". Se utilizează aceleași convenții de semn ca și la încercarea după axa d . Pentru a determina fluxul total al circuitului statoric, prin care se închide curentul tranzitoriu $i_q(t)$, se utilizează expresiile (2.16), particularizate pentru poziția longitudinală a rotorului față de faza "a", $\gamma = 0$ și pentru valorile curenților din această încercare: $i_a = 0$, $i_b = i_q$, $i_c = -i_q$.

Un regim tranzitoriu în axa "q" se poate obține lăsînd conexiunea statorică similară cu cea din încercarea în poziție longitudinală și rotînd rotorul într-o nouă poziție, decalată cu $\pi/2$ grade electrice față de poziția inițială. Din punct de vedere practic, pentru o mașină sincronă de putere mare, este mai simplu să se facă modificări în conexiunea statorică decît să se manevreze rotorul într-o poziție precisă. Avînd în vedere simplificarea utilizării metodei, pentru aplicarea în practică s-a ales pri-



Regimul tranzitoriu se obține prin scurtcircuitarea înfășurării statorice.



Rotor în poziție longitudinală.

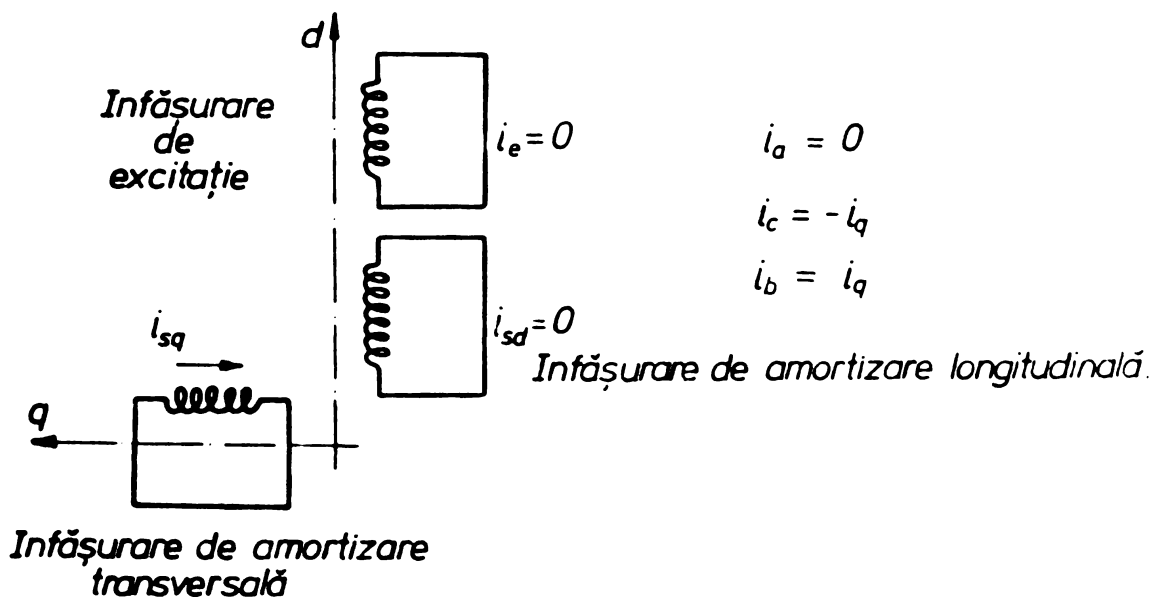


Fig. 3.3.

Schemă electrică echivalentă pentru experimentul transversal.

ma alternativă de obținere a unui flux transversal variabil în timp.

Fluxurile fazelor pentru regimul din fig.3.3 sînt:

$$\begin{aligned} \Psi_a &= 0 \\ \Psi_b &= (1_0 + m_0 - \frac{3}{2} l_2) i_q + M_{asq} \sin \frac{2\pi}{3} i_{sq} \\ \Psi_c &= -(1_0 + m_0 - \frac{3}{2} l_2) i_q - M_{asq} \sin \frac{2\pi}{3} i_{sq} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Ținînd seama de sensurile pozitive, fluxul total statoric este:

$$\Psi = \Psi_b - \Psi_c = 2(1_0 + m_0 - \frac{3}{2} l_2) i_q + 2 M_{asq} \sin \frac{2\pi}{3} i_{sq}$$

Rezultă ecuația regimului tranzitoriu din stator:

$$0 = 2 L_q \frac{di_q}{dt} + 2 R_q i_q + 2 M_{asq} \sin \frac{2\pi}{3} \frac{di_{sq}}{dt} \quad (3.37)$$

în care, pentru cazul scurtcircuitării circuitului statoric avem:

$$R_q = R_a \quad (3.38)$$

Dacă se consideră înăză cazul general, cînd închiderea circuitului statoric în exterior se face peste o rezistență de suntare R_s , păstrînd aceleași notații pentru rezistența internă a sursei, respectiv a firelor de legătură, ca în încercarea în axa longitudinală, rezistența echivalentă peste care se închide componenta tranzitorie a curentului este:

$$R_q = R_a + \frac{1}{2} \frac{R_s (R_1 + R_i)}{R_s + R_1 + R_i} \quad (3.38')$$

Analog se procedează pentru circuitul transversal de amortizare. Se determină fluxul total al înfășurării echivalente longitudinale de amortizare, punînd $\psi = 0$ în relațiile (2.4) pentru fluxuri și (2.15) pentru inductivitățile mutuale.

$$\begin{aligned} \Psi_{sq} &= -M_{asq} \sin(-\frac{2\pi}{3}) i_q - M_{asq} \sin(\frac{2\pi}{3}) (-i_q) + L_{sq} i_{sq} \\ \Psi_{sq} &= 2 M_{asq} \sin \frac{2\pi}{3} i_q + L_{sq} i_{sq} \end{aligned}$$

Rezultă ecuația regimului tranzitoriu din circuitul echivalent transversal de amortizare, în mărimi fizice:

$$0 = 2 M_{asq} \sin \frac{2\pi}{3} \frac{di_q}{dt} + R_{sq} i_{sq} + L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt}$$

Cu:

$$K_{iq} = \frac{3}{2} K_{uq}$$

se obține ecuația conținând curentul de amortizare rotoric redus la stator:

$$0 = 2M_{asq} \frac{\sqrt{3}}{2} i_q K_{uq} + R_{sq} K_{uq} K_{iq} i'_{sq} + L_{sq} K_{uq} K_{iq} \frac{di'_{sq}}{dt}$$

Considerînd legătura dintre inductivitățile reale și cele reduse - rel.(A1.3) - rezultă forma finală a ecuației circuitului transversal de amortizare:

$$0 = \frac{2}{\sqrt{3}} M'_{asq} \frac{di_q}{dt} + R'_{sq} i'_{sq} + L'_{sq} \frac{di'_{sq}}{dt}$$

Deci sistemul de ecuații care descriu regimul tranzitoriu al încercării după axa transversală, în mărimi reduse la stator, este:

$$0 = R_q i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + M'_{asq} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{di'_{sq}}{dt} \quad (3.39)$$

$$0 = M'_{asq} \frac{di_q}{dt} + \frac{\sqrt{3}}{2} R'_{sq} i'_{sq} + \frac{\sqrt{3}}{2} L'_{sq} \frac{di'_{sq}}{dt}$$

Trecînd de la mărimi raportate și avînd în vedere relațiile dintre reactanțele raportate (3.40) se obține sistemul de ecuații pentru încercarea de atenuare transversală în mărimi relative și raportate:

$$0 = r_q i_q + x_q \frac{di_q}{dt} + x_{sq} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{di'_{sq}}{dt}$$

$$0 = x_{sq} \frac{di_q}{dt} + r'_{sq} \frac{\sqrt{3}}{2} i'_{sq} + x_{sq} \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{di'_{sq}}{dt} \quad (3.40)$$

Determinarea soluțiilor din proba după axa q.

Se consideră notații analoge cu (3.20) și (3.21) pentru coeficienții de amortizare și de dispersie.

$$\alpha_q = \frac{r_q}{x_q} - \text{coeficientul de amortizare pentru înfășurarea statorică;}$$

$$\alpha_{sq} = \frac{r_{sq}}{x_{sq}} \quad - \text{ pentru infășurarea de amortizare transversală ;}$$

$$C_q = \frac{x_{ag}}{x_q} \quad - \text{ coeficientul de dispersie pentru infășurarea sta-} \\ \text{torică, după axa } q \text{ ;}$$

$$C_{sq} = \frac{x_{aq}}{x_{sq}} \quad - \text{ pentru infășurarea de amortizare transversală.} \\ (3.41)$$

Presupunind scurtcircuitarea circuitului statoric adică $R_s=0$, deci $i_q(t) \Big|_{t \rightarrow \infty} = 0$ și aplicînd transformata Laplace sistemului (3.40), se obține:

$$I_{oq} = (\alpha_q + p) \bar{i}_q + \frac{\sqrt{3}}{2} C_q p \bar{i}_{sq} \quad (3.42)$$

$$I_{oq} C_{sq} = C_{sq} p \bar{i}_q + \frac{\sqrt{3}}{2} (\alpha_{sq} + p) \bar{i}_{sq}$$

în care I_{oq} este valoarea inițială a curentului din stator.

Se rezolvă sistemul în raport cu curentul \bar{i}_q , deoarece prin măsurători există acces la originalul funcției. Determinantul principal al sistemului este:

$$D_q(p) = \begin{vmatrix} \alpha_q + p & \frac{\sqrt{3}}{2} C_q p \\ C_{sq} p & \frac{\sqrt{3}}{2} (\alpha_{sq} + p) \end{vmatrix} = \\ = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[p^2 (1 - C_q C_{sq}) + p(\alpha_q + \alpha_{sq}) + \alpha_q \alpha_{sq} \right]$$

Determinantul curentului \bar{i}_q este:

$$D_{iq}(p) = \begin{vmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} C_q p \\ C_{sq} & \frac{\sqrt{3}}{2} (\alpha_{sq} + p) \end{vmatrix} I_{oq} = \\ = I_{oq} \frac{\sqrt{3}}{2} \left[p(1 - C_q C_{sq}) + \alpha_{eq} \right]$$

Notînd: $\sigma_{qsq} = 1 - C_q C_{sq}$,

cei doi determinanți se pot scrie:

$$D_q(p) = \frac{\sqrt{3}}{2} \left[p^2 \sqrt{\sigma_{qsq}} + p(\alpha_q + \alpha_{sq}) + \alpha_q \alpha_{sq} \right]$$

$$D_{iq}(p) = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{oq} \left[p \sqrt{\sigma_{qsq}} + \alpha_{sq} \right]$$

și imaginea curentului statoric din proba după axa q este:

$$i_q(p) = \frac{I_{oq} (p \sqrt{\sigma_{qsq}} + \alpha_{sq})}{p^2 \sqrt{\sigma_{qsq}} + p(\alpha_q + \alpha_{sq}) + \alpha_q \alpha_{sq}} \quad (3.43)$$

de unde:

$$\int_0^{\infty} i_q(t) dt = \lim_{p \rightarrow 0} i_q(p) = \frac{I_{oq}}{\alpha_q},$$

sau relația care are utilitate în aplicarea practică a metodei:

$$\frac{1}{I_{oq}} \int_0^{\infty} i_q(t) dt = \frac{1}{\alpha_q} \quad (3.44)$$

Pentru derivata în raport cu timpul se obține:

$$\left. \frac{di_q(t)}{dt} \right|_{t=0} = \lim_{p \rightarrow \infty} \left[p^2 i_q(p) - p i_q(t) \right]_{t=0} = - \frac{I_{oq} \alpha_q}{\sigma_{qsq}},$$

sau relația care o importanță practică:

$$\frac{1}{I_{oq}} \left. \frac{di_q(t)}{dt} \right|_{t=0} = - \frac{\alpha_q}{\sigma_{qsq}} \quad (3.45)$$

Dacă se aplică curentului i_q relația energetică a lui Prseval, se obține:

$$\int_0^{\infty} i_q^2(t) dt = \frac{C_1^2 d_0 + C_0 d_2}{2 d_0 c_1 d_2}$$

unde c, d sînt coeficienții puterilor lui p /38/, din relația (3.43) a curentului operațional:

$$\begin{aligned} C_0 &= I_{oq} \alpha_{sq} & ; & & d_0 &= \alpha_q \alpha_{sq} & & d_2 &= \sigma_{qsq} \\ C_1 &= I_{oq} \sqrt{\sigma_{qsq}} & ; & & d_1 &= \alpha_q + \alpha_{sq} \end{aligned}$$

Cu acesteă, ultima relație importantă în prelucrările oscilogramelor obținute din proba după axa q ia forma:

$$\frac{1}{I_{0q}^2} \int_0^{\infty} i_q^2(t) dt = \frac{\alpha_q \sigma_{q3q} + \alpha_{sq}}{2\alpha_q (\alpha_q + \alpha_{sq})} \quad (3.46)$$

În acest mod, se determină succesiv toți parametrii transversali pentru stator și colivia de amortizare.

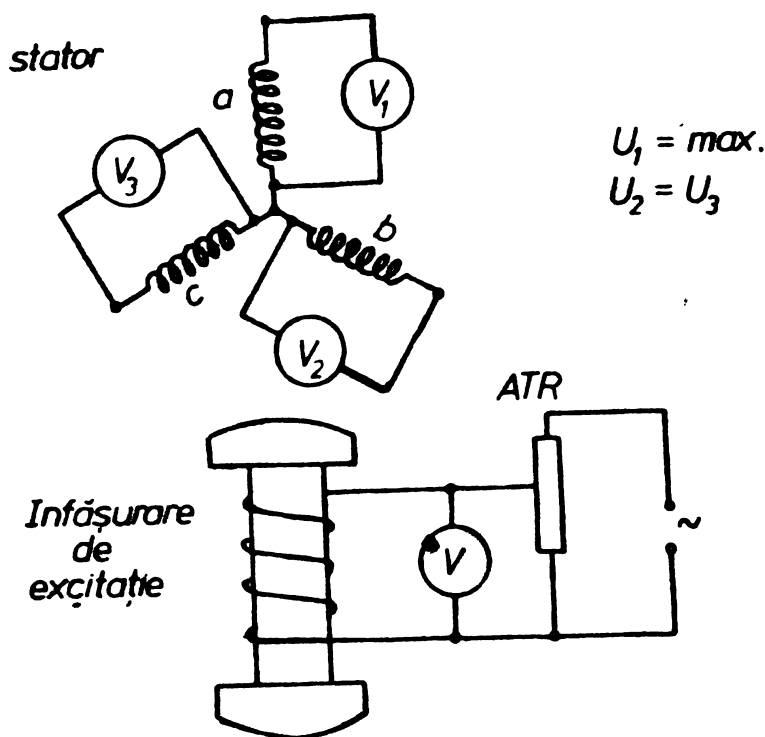


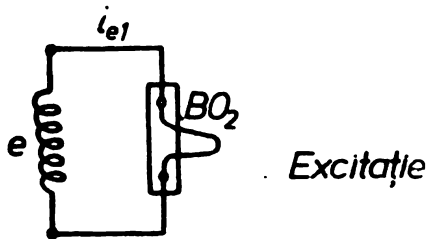
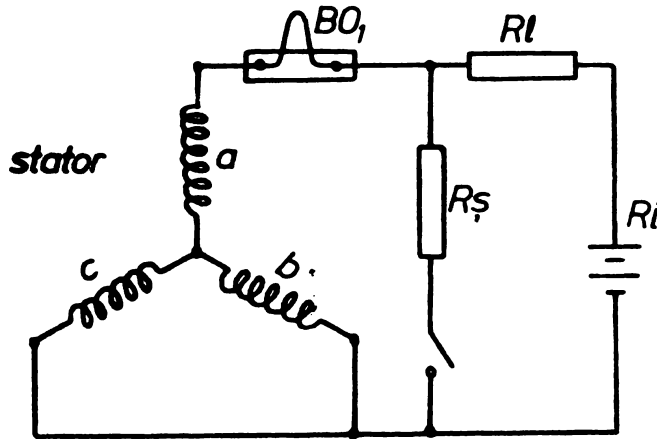
Fig.3.4. Montaj pentru a verifica fixarea rotorului mașinii sincrone în poziție longitudinală față de axa fazei a statorice.

V_1, V_2, V_3 - voltmetre de precizie ridicată.

3.2.1. Realizarea practică a încercărilor de regim tranzitoriu. Realizarea practică a încercării după axa d.

Pentru determinarea parametrilor longitudinali este necesară fixarea rotorului în poziție longitudinală față de una din faze, de exemplu față de faza : "a". Pentru a fixa și a verifica poziția corectă a rotorului, se realizează întîi montajul din

fig.3.4, în care înfășurarea de excitație se pune sub tensiune alternativă de la un autotransformator ATR. În stator se măsoară tensiunile induse pe faze cu cele trei voltmetre V_1, V_2, V_3 . Rotorul se rotește pînă cînd ajunge în poziție longitudinală față de faza "a" pentru care, indicația lui V_1 este maximă, iar indicațiile lui V_2 și V_3 sînt egale.



BO buclă oscilograf

Fig. 3.5.a

Montaj pentru încercarea de atenuare longitudinală.

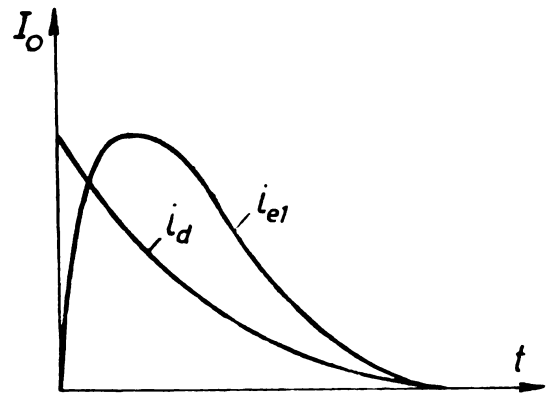


Fig.3.5.b.

Curbele de variație ale curenților de regim tranzitoriu $i_d(t)$ din stator și $i_{e1}(t)$ din excitație, în încercarea longitudinală pentru cazul:

$$R_s = 0$$

Mai există o posibilitate de a verifica poziția longitudinală a rotorului prin măsurarea tensiunii însumate a fazelor "b" și "c", adică prin măsurarea tensiunii la bornele bc. În acest caz indicația voltmetrului V_{ab} trebuie să fie nulă. Pentru a mări precizia fixării rotorului în această poziție este util ca în paralel cu voltmetrul V_{ab} , să se conecteze printr-un întreruptor, un voltmetru V'_{ab} , de domeniu mult mai mic, care să fie conectat numai în momentul în care rotorul se apropie de poziția longitudinală, respectiv tensiunea U_{ab} se apropie de valoarea zero.

Fixarea rotorului în această poziție trebuie făcută cât se poate de exact, deoarece unele erori în poziționarea rotorului in-

fluentează negativ asupra preciziei de determinare a parametrilor.

În după fixarea rotorului în poziție longitudinală se realizează montajul din fig.3.5. Cu acest montaj se oscilografiază curentul longitudinal i_d și curentul din înfășurarea de excitație, care se notează cu i_{e1} .

Se calculează elementele circuitului în funcție de sursa de curent continuu, astfel ca valoarea constantă a curentului care se stabilește înainte de scurtcircuitare să fie o cota-parte din curentul nominal statoric, adică:

$$I_0 = K I_N \quad (3.47)$$

Valoarea K se ia în funcție de gradul de saturație dorit. Pentru determinarea parametrilor nesaturați se poate considera domeniul $K = 0,2 - 0,3$.

Prin închiderea întreruptorului - fig.3.5, apare un regim tranzitoriu, pentru care se înregistrează curentul statoric și curentul din înfășurarea de excitație. Buclele de oscilograf au fost simbolizate cu B.O. Pentru rezistența de șuntare $R_s=0$, variațiile celor doi curenți au forma prezentată în fig.3.5.b.

Pe oscilogramă se fixează valorile curenților la intervale prestabilite de timp, Δt , precizate prin benzile transversale din oscilogramă, trasate de sistemul intern pentru baza de timp a oscilografului, valori necesare pentru a introduce variațiile în memoria calculatorului. În general intervalul Δt se alege în funcție de rapiditatea cu care variază curenții și de forma curbei.

În vederea obținerii unor oscilograme prelucrabile cu precizie ridicată, se fac câteva stingeri în prealabil, fără înregistrare, pentru a aprecia timpul în care fenomenul are o variație semnificativă. În funcție de acest timp se aleg intervalele de marcaj și viteza de derulare a hîrtiei fotosensibile. Prima parte a regimului tranzitoriu, care apare imediat după închiderea întreruptorului, trebuie tratată cu atenție din două motive: în primul rînd în acest domeniu variațiile sînt rapide și însemnate, iar în al doilea rînd, este necesar să se calculeze tangenta inițială. De aceea încă există diferențe mari între modul de variație a unui curent în faza inițială și în faza finală a procesului tranzitoriu, o aceeași oscilogramă poate fi făcută cu viteză mare de derulare a hîrtiei la început și apoi, cu viteză mai mică.

În final din această încercare se obțin $i_d(t)$ și $i_{e1}(t)$.

Realizarea practică a încercării cu circuitul statoric deschis.

În aceeași poziție a rotorului se face montajul corespunzător din fig.3.6.a. Cu $R_g=0$, se obțin valorile nesaturate pentru parametri.

Prin închiderea întreruptorului K se obține regimul tranzitoriu. Curentul din înfășurarea de excitație variază de la o valoare inițială care se alege în funcție de gradul de saturație dorit, la o valoare finală, care pentru cazul $R_g = 0$, este egală cu zero. Forma de variație a curentului în acest caz este dată în fig.3.6.b.

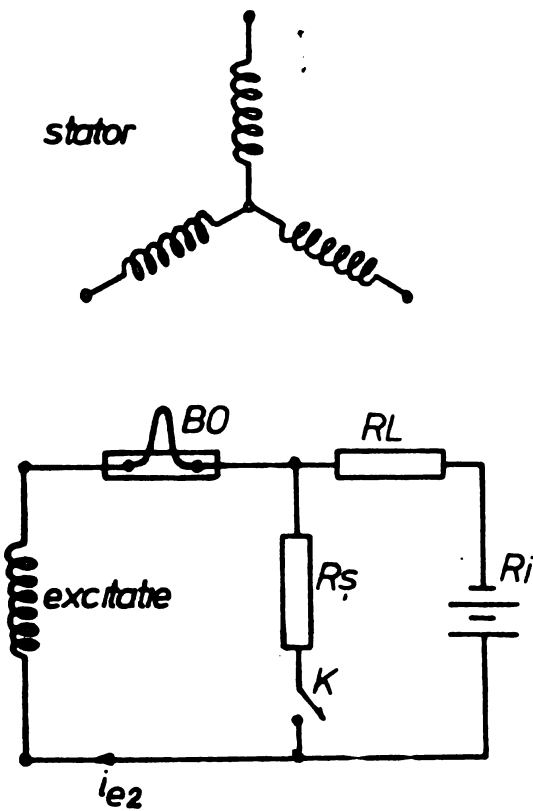


Fig.3.6.a. Montaj pentru realizarea încercării cu statorul deschis.

B.O.- buclă de oscilograf.

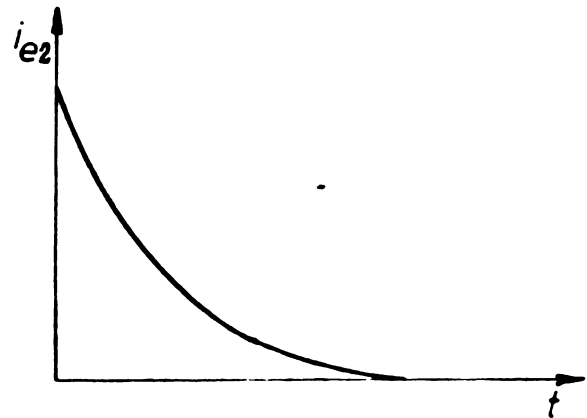


Fig.3.6.b. Curba de variație a curentului tranzitoriu din circuitul de excitație în încercarea cu statorul deschis pentru cazul: $R_g=0$ (atenuare la zero)

Oscilograma se obține prin inserierea sistemului de măsură pentru bucla de oscilograf B.O. în circuitul rotoric.

Se obține $i_{e2}(t)$.

Din oscilograma curentului statoric se calculează integrala:

$$AiD1 = \frac{1}{I_0} \int_0^{\infty} i_d(t) dt \quad (3.48)$$

în care I_0 este valoarea inițială a curentului continuu prin stator înainte de închiderea întreruptorului. Mărimea de calcul $AiD1$, precum și altele care intervin ulterior, similare cu ea, nu depind de coeficienții de etalonare ai buclei oscilografului.

Pentru calculul numeric al acestei integrale se poate folosi subprogramul de integrare INTAB (Y,N,XX,R,KOD) din MATHLIB pentru FBIX C-256.

Cu $AiD1$ se calculează coeficientul de amortizare corespunzător circuitului statoric:

$$\alpha_d = \frac{1}{AiD1} = \frac{r_a}{x_d} \quad (3.49)$$

Din oscilograma curentului de excitație i_{e2} , se calculează integrala:

$$AiDE2 = \frac{1}{I_{oe2}} \int_0^{\infty} i_{e2}(t) dt \quad (3.50)$$

S-a notat cu I_{oe2} valoarea inițială a curentului continuu din circuitul de excitație, înainte de începerea regimului tranzitoriu de stingere a curentului și coeficientul de amortizare a circuitului de excitație definit anterior:

$$\alpha_e = \frac{1}{AiDE2} = \frac{r_e}{x_e} \quad (3.51)$$

Pentru derivata lui i_{e2} , în momentul inițial al procesului tranzitoriu se obține:

$$DiE2 = \frac{1}{I_{oe2}} \left. \frac{di_{e2}(t)}{dt} \right|_{t=0}$$

și pe de altă parte: (3.52)

$$DiE2 = - \frac{\alpha_e}{\sigma_{esd}}$$

Cu acestea se determină coeficientul σ_{esd} :

$$\sigma_{esd} = - \frac{\alpha_e}{DiE2} \quad (3.53)$$

Derivata curentului în momentul inițial al regimului tranzitoriu este:

$$DiDI = \frac{1}{I_0} \left. \frac{di_d(t)}{dt} \right|_{t=0} = \frac{-\alpha_d \sqrt{e_{sd}}}{\sqrt{d}} \quad (3.54)$$

și

$$\sqrt{d} = \frac{-\alpha_d \sqrt{e_{sd}}}{DiDI} \quad (3.55)$$

Din oscilograma curentului de excitație i_{e1} avem:

$$AiDEI = \frac{1}{I_0} \int_0^{\infty} i_{e1}(t) dt \quad (3.56)$$

și pe de altă parte rel. (3.28):

$$AiDEI = \frac{C_e}{\alpha_e} = \frac{x_{ad}}{r_e} ;$$

Derivata lui i_{e1} în momentul inițial al procesului tranzitoriu este:

$$DiEI = \frac{1}{I_0} \left. \frac{di_{e1}}{dt} \right|_{t=0} = \frac{C_e \alpha_d (1 - C_{sd})}{\sqrt{d}} \quad (3.57)$$

Prin împărțirea relațiilor (3.56) și (3.57) rezultă:

$$DE = \frac{DiEI}{AiDEI} = \frac{\alpha_d \alpha_e (1 - C_{sd})}{\sqrt{d}} \quad (3.58)$$

Din (3.20) se obține:

$$1 - C_{sd} = \frac{\sqrt{d} D_e}{\alpha_d \alpha_e} ,$$

Coeficientul de dispersie C_{sd} este:

$$C_{sd} = 1 - \frac{\sqrt{d} D_e}{\alpha_d \alpha_e} = \frac{\alpha_d \alpha_e - \sqrt{d} D_e}{\alpha_d \alpha_e} , \quad (3.59)$$

Coeficientul de dispersie C_e este:

$$C_e = \frac{1 - \sqrt{e_{sd}}}{C_{sd}} \quad (3.60)$$

și cu notațiile din (3.23), rezultă coeficientul de dispersie pentru stator:

$$C_d = \frac{1 - C_e C_{sd} - \sqrt{d}}{C_e + C_{sd} - 2C_e C_{sd}} \quad (3.61)$$

Din încercările făcute cu mai multe mașini s-a constatat că valorile coeficienților C_e și C_{sd} sînt în jurul lui 1 și de aceea este recomandabil calculul numeric în dublă precizie DBL.

Integrala patratului curentului de excitație i_{e2} este:

$$A_e = \frac{1}{I_{oe2}} \int_0^{\infty} i_{e2}^2(t) dt = \frac{\alpha_e \sqrt{\epsilon_{sd}} + \alpha_{sd}}{2\alpha_e(\alpha_e + \alpha_{sd})} \quad (3.62)$$

și coeficientul α_{sd} :

$$\alpha_{sd} = \frac{\alpha_e(\sqrt{\epsilon_{sd}} - 2A_e\alpha_e)}{2\alpha_e A_e - 1} \quad (3.63)$$

Rezistența echivalentă a circuitului prin care se amortizează curentul i_d pentru regim staționar este:

$$R_{aech} = R_a + \frac{2}{3} \frac{R_g(R_l + R_i)}{R_g + R_e + R_i} \quad (3.64)$$

în care R_g este rezistența electrică a fazei statorice, R_e rezistența de șuntare, R_l - rezistența conductoarelor de legătură și R_i rezistența internă a sursei. Se găsește valoarea raportată (în "per-unit") a acestei rezistențe:

$$r_a = (R_a) \text{ p.u.} = \frac{R_g}{Z_b} \quad (3.65)$$

Mărimile raportate care intră în calcule apar cu aceleași notații dar cu literă mică.

Derivatele și integralele curenților prezentate anterior se trec și ele în "per-unit". În programul de calcul care se prezintă ulterior, se calculează separat mărimile în valori fizice și apoi se face trecerea în "per-unit".

Cu aceste precizări rezultă valorile raportate ale parametrilor electromagnetici echivalenți după axa "d", care caracterizează regimul permanent de funcționare al mașinii sincrone:

- reactanța sincronă longitudinală:

$$x_d = \frac{r_a}{\alpha_d} \quad (3.66)$$

- reactanța de reacție longitudinală:

$$x_{ad} = C_d \cdot x_d \quad (3.67)$$

- reactanța de excitație:

$$x_e = \frac{x_{ad}}{C_e} \quad (3.68)$$

- reactanța circuitului echivalent de amortizare longitudinală:

$$x_{sd} = \frac{x_{ad}}{C_{sd}} \quad (3.69)$$

- rezistența circuitului echivalent de amortizare longitudinală

$$r_{sd} = x_{sd} \cdot \alpha_{sd} \quad (3.70)$$

- rezistența circuitului de excitație:

$$r_e = x_e \cdot \alpha_e \quad (3.71)$$

- reactanța de dispersie obținută din valorile pentru reactanța sincronă longitudinală și reactanța de reacție longitudinală:

$$x_{\sigma} = x_d - x_{ad} \quad (3.72)$$

Realizarea practică a încercării după axa transversală.

Cu rotorul în aceeași poziție ca în cazul precedent (longitudinală față de faza "a") se realizează montajul din Fig. 3.7.a.

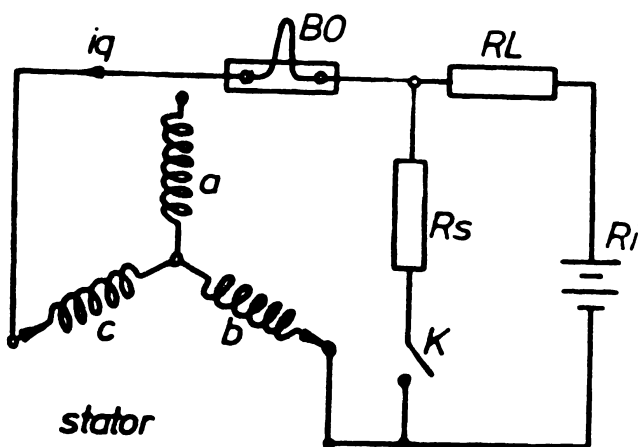


Fig. 3.7.a

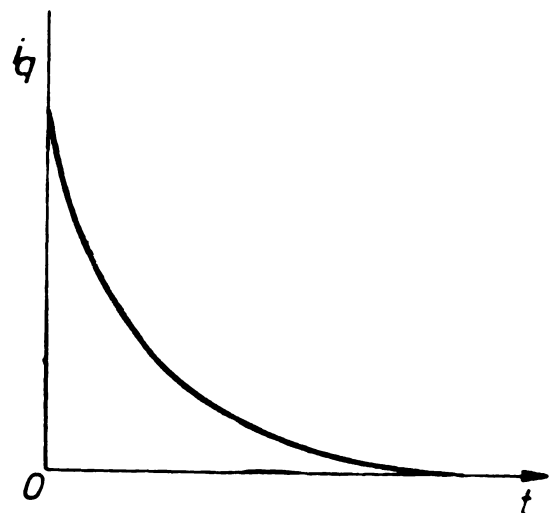


Fig. 3.7.b

Montajul este realizat în scopul încercării de amortizare longitudinală. Rotorul se găsește în poziție longitudinală față de faza "a" (nemodificată față de încercările anterioare).

Se stabilește inițial un curent constant I_{oq} a cărui valoare se fixează ca și la celelalte încercări în funcție de gradul de saturație dorit. Dacă $R_s = 0$ și curentul se atenuază la zero se alege pentru I_{oq} o valoare de $(0,3 - 0,4) I_n$.

Prin închiderea întreruptorului K apare un regim tranzitoriu și se înregistrează i_q cu bucla de oscilograf B.O.

Rezistența echivalentă a circuitului în care se amortizează componenta tranzitorie a curentului statoric din încercarea transversală este:

$$R_q = R_a + \frac{1}{2} \frac{R_s(R_1 + R_i)}{R_s + R_1 + R_i} \quad (3.73)$$

La scurtcircuitare $R_q = R_a$ (rezistența fazei). Aceste valori se raportează la impedanța de bază.

Deoarece fluxul rezultat prin mașină are o orientare normală pe axa d rotorică, oscilațiile din circuitul transversal de amortizare nu se pot înregistra și prin urmare, din această încercare se obține o singură oscilogramă $i_q(t)$, care este suficientă pentru determinarea parametrilor transversali.

Din această oscilogramă se calculează următoarele mărimi:

- integrala curentului transversal:

$$Ai_Q = \frac{1}{I_{oq}} \int_0^{\infty} i_q(t) dt = \frac{1}{\alpha_q} \quad (3.74)$$

- coeficientul de amortizare α_q

$$\alpha_q = \frac{1}{Ai_Q} = \frac{r_q}{x_q} \quad (3.75)$$

- reactanța sincronă transversală:

$$x_q = \frac{r_q}{\alpha_q} \quad (3.76)$$

- reactanța de reacție transversală:

$$x_{aq} = x_q - x_{\sigma} \quad (3.77)$$

în care reactanța de dispersie se consideră cunoscută din încercările efectuate anterior.

Se determină derivata în origine a curentului transversal

$$i_q: \quad Di_Q = \frac{1}{I_{oq}} \left. \frac{di_q(t)}{dt} \right|_{t=0} = - \frac{\alpha_q}{\sigma_{qsq}}$$

din care rezultă coeficientul de dispersie:

$$\sqrt{\sigma}_{qsq} = - \frac{\alpha_q}{D i Q}$$

Considerînd relațiile dintre coeficienți se obține:

$$\sqrt{\sigma}_{qsq} = 1 - C_q C_{sq}$$

$$\sqrt{\sigma}_{qsq} = 1 - \frac{x_{aq}}{x_q} \frac{x_{aq}}{x_{sq}} = 1 - \frac{x_{aq}^2}{x_q x_{sq}}$$

Rezultă reactanța circuitului de amortizare echivalent, transversal:

$$x_{sq} = \frac{x_{aq}^2}{x_q (1 - \sqrt{\sigma}_{qsq})}$$

Se determină patratele ordonatelor oscilogramei curentului transversal, cu care se calculează integrala:

$$AQ = \frac{1}{I_{0q}^2} \int_0^{\infty} i_q^2(t) dt = \frac{\alpha_q \sqrt{\sigma}_{qsq} + \alpha_{sq}}{2 \alpha_q (\alpha_q + \alpha_{sq})} \quad (3.78)$$

și se obține coeficientul de atenuare al circuitului transversal:

$$\begin{aligned} \alpha_q \sqrt{\sigma}_{qsq} + \alpha_{sq} &= 2 \alpha_q^2 A Q + 2 \alpha_q \alpha_{sq} A Q \\ \alpha_{sq} &= \frac{\alpha_q (\sqrt{\sigma}_{qsq} - 2 \alpha_q A Q)}{2 \alpha_q A Q - 1} \end{aligned} \quad (3.79)$$

Cu acest coeficient se determină rezistența circuitului echivalent transversal de amortizare:

$$r_{sq} = x_{sq} \alpha_{sq} \quad (3.80)$$

În multe relații care conțin, fie derivate, fie integrale apar rapoarte de curenți ceea ce simplifică mult înregistrarea și prelucrarea oscilogramelor, deoarece în programele numerice se pot introduce direct ordonatele mărimilor din oscilograme, fără alți coeficienți.

Un alt aspect care trebuie remarcat este faptul că un număr mic de înregistrări (în total patru) conține informații sintetice în legătură cu un număr mare de parametri. Prelucrarea matematică se complică, însă eficiența este mai mare decât în cazul metodelor clasice, în care din două, uneori chiar trei încercări se putea separa grafo-analitic un singur parametru.

De asemenea trebuie subliniat că determinările din cele trei încercări se pot face utilizând o aparatură mai pretențioasă.

3.2.2. INFLUENȚA SATURAȚIEI.

Saturația circuitelor magnetice conduce la modificarea valorilor parametrilor electromagnetici. În general reactanțele scad cu saturația circuitelor respective.

Din punctul de vedere al utilizării mașinii, modificarea parametrilor electromagnetici se reflectă în principal asupra cuplului electromagnetic. Sînt două moduri de analiză a saturației.

După primul mod, pe baza experimentelor de atenuare a curenților se pot determina cu exactitate parametri nesaturați, așa cum s-a prezentat la 3.2.1. Cu acești parametri (corespunzători mașinii reale) se pot determina parametri saturați folosind liniarizarea caracteristicilor de magnetizare /33/, /60/, /61/, /69/, /75/, /119/. Al doilea mod de determinare a parametrilor saturați se referă la obținerea lor direct din încercări de stingere a curenților. Aceste încercări necesită îndeplinirea unor condiții suplimentare, care pot fi satisfăcute în funcție de situația concretă a standului de încercare, sau a locului unde se fac încercările.

Se fac referiri la primul mod de considerare a saturației.

Cuplul mașinii sincrone, în unități fizice se scrie cu relația cunoscută:

$$M_s = \frac{m p}{\omega} \frac{U U_{eE}}{X_d} \sin \vartheta_0 + \frac{m p}{\omega} U^2 \frac{X_d - X_q}{2X_d X_q} \sin 2 \vartheta_0 \quad (3.81)$$

în care U este tensiunea la bornele mașinii (în general este tensiunea nominală), U_{eE} este t.e.m. indusă de cîmpul principal, ϑ_0 este unghiul de sarcină.

Pentru a analiza influența saturației prin liniarizarea caracteristicilor, relațiile se simplifică dacă se face trecerea în "per-unit". De aceea se raportează cuplul la mărimea de bază a acestuia M_b definită la (1.7):

$$m_b = \frac{P_b \cdot p}{\omega_b} ; \quad P_b = \frac{m}{2} U_b I_b = m U_N I_N$$

Se obține relația cuplului în unități raportate sub forma:

$$u_s = \frac{u_{eE}}{x_d} \sin \vartheta_0 + \frac{u^2 (x_d - x_q)}{2 x_d x_q} \sin 2 \vartheta_0 \quad (3.82)$$

în care:

- u - tensiunea la bornele mașinii în fracțiuni din tensiunea nominală;
- e_d - raportul dintre tensiunea de excitație la inele în regimul considerat și tensiunea de excitație la inele la funcționarea în gol, corespunzătoare valorii nominale a tensiunii de pe porțiunea liniară a caracteristicii de funcționare în gol - fig.3.8.

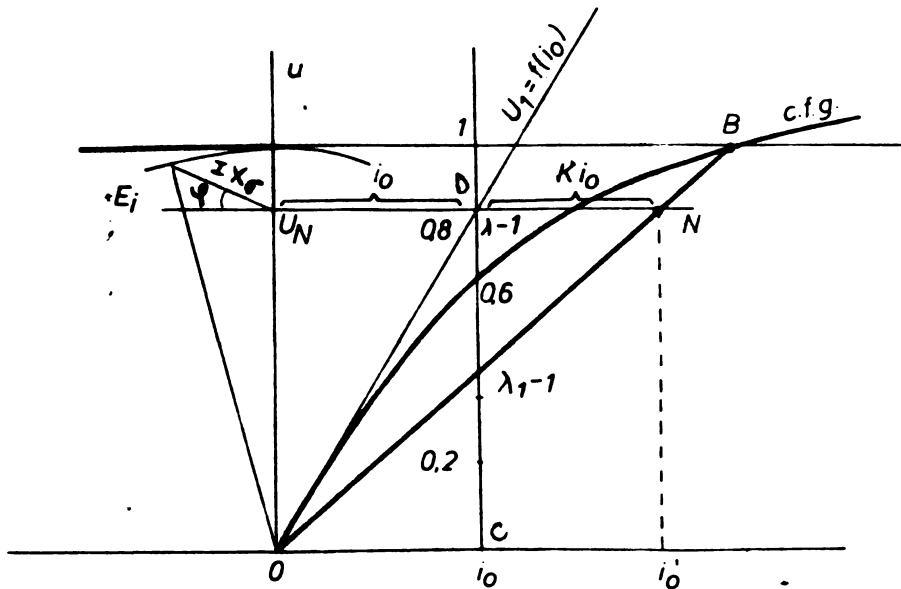


Fig. 3.8

Liniarizarea caracteristicii de funcționare în gol

Reactanțele x_d și x_q intră în această relație în unități raportate.

La mașini sincrone cu reactanță de dispersie relativ mică, funcționând în sisteme puternice cu tensiune constantă, pentru considerarea saturației, se poate utiliza caracteristica de funcționare în gol liniarizată, trecând prin punctul corespunzător fluxului de la regimul normal de funcționare a mașinii, punctul B fig.3.8.

Notînd cu λ' raportul dintre reactanța sincronă longitudinală și reactanța sincronă transversală:

$$\lambda' = \frac{x_d}{x_q} \quad (3.33)$$

expresia cuplului se poate scrie sub forma:

$$M_s = \frac{u}{x_d} \left[e_d \sin \vartheta_0 + \frac{1}{2} (\lambda' - 1) u \sin 2\vartheta_0 \right] \quad (3.34)$$

În ipoteza caracteristicii în gol liniarizate - fig.3.8, mărimea e_d poate fi scrisă:

$$e_d = \frac{i'}{i'_0} \quad (3.85)$$

în care i' este curentul de excitație în sarcină, iar i'_0 este curentul de excitație pe caracteristica în gol liniarizată.

Reactanța sincronă longitudinală, determinabilă din proba în scurtcircuit a mașinii se poate exprima în mărimi fizice sub forma:

$$X_d = \frac{U'_{eE}}{I_{sc}} \quad (3.86)$$

în care U'_{eE} este t.e.m. indusă în gol de acel curent de excitație, care la scurtcircuitul trifazat simetric conduce la curentul I_{sc} prin înfășurarea indusului.

Aceeași reactanță se poate exprima în "per-unit" sub forma:

$$x_d = \frac{i_K}{i'_0} \quad (3.87)$$

în care: i_K este curentul de excitație la scurtcircuit și curent nominal în înfășurarea statorică.

Cu acestea, considerînd tensiunea la bornele mașinii egală cu tensiunea nominală, adică $u=1$, relația cuplului devine:

$$M_s = \frac{i'_0}{i_K} \left[\frac{i'}{i'_0} \sin \theta_0 + \frac{1}{2} (\lambda' - 1) \sin 2\theta_0 \right] \quad (3.88)$$

iar relația cuplului sincronizat:

$$\frac{dM_s}{d\theta_0} = \frac{i'}{i_K} \cos \theta_0 + (\lambda' - 1) \frac{i'_0}{i_K} \cos 2\theta_0 \quad (3.89)$$

Determinarea influenței saturației, respectiv a curentului i'_0 se face conform fig.3.8. Se notează cu λ raportul:

$$\lambda = \frac{x_{ad}}{x_{aq}} \quad (3.90)$$

respectiv cu λ_1 raportul acelorasi mărimi dar saturate. În felul acesta se consideră saturația în mod global după cele două axe. Analog se definește λ'_1 ca raport al reactanțelor sincrone, însă ca valori saturate, adică se introduc notațiile:

$$\lambda_1 = \left(\frac{x_{ad}}{x_{aq \text{ sat}}} \right) \quad (3.90')$$

$$\lambda_1' = \left(\frac{x_d}{x_q} \right) \text{ sat} \quad (3.88')$$

Caracteristica liniarizatã de funcționare în gol, așa cum se arată în fig.3.8, trece prin punctul B al caracteristicii de funcționare în gol, corespunzător tensiunii electromotoare interne E_i .

Prin liniarizare, valorile nesaturate ale parametrilor corespund caracteristicii $U_1 = f(i_o)$, tangentã la porțiunea liniarã, iar cele saturate caracteristicii OB. Relația dintre mãrimile saturate și cele nesaturate se poate stabili prin intersecția celor două drepte cu o a treia CD pe care se ia funcția $\lambda - 1$ [75]. Pe paralela CD cu ordonata care trece prin i_o se considerã scara mãrimii $\lambda - 1$. Valoarea concretã a scãrii se fixeazã prin punctul D, care corespunde valorii $\lambda - 1$, pentru parametri nesaturați considerați cunoscuți. Dreapta CD pe care s-a fixat astfel scara $\lambda - 1$, va fi intersectatã de caracteristica liniarizatã OB, într-un alt punct, rezultînd valoarea $\lambda_1 - 1$, corespunzãtoare parametrilor saturați.

Notînd raportul curenților:

$$\frac{i_o'}{i_o} = 1 + K \quad (3.91)$$

rezultã:

$$\frac{\lambda_1 - 1}{\lambda - 1} = \frac{1 + K}{1 + K} \quad (3.92)$$

Exprimînd λ' funcție de λ , se obține dependentã:

$$\frac{x_{ad} + x_{\sigma}}{x_{aq} + x_{\sigma}} = \frac{\frac{x_{ad}}{x_{aq}} + \frac{x_{ad}}{x_{aq}} \frac{x_{\sigma}}{x_{ad}}}{1 + \frac{x_{ad} \cdot x_{\sigma}}{x_{aq} \cdot x_{ad}}} = \lambda \frac{1 + \zeta_1}{1 + \lambda \zeta_1} \quad (3.93)$$

în care ζ_1 este un coeficient de dispersie definit ca $\frac{x_{\sigma}}{x_{ad}}$.

Din (3.92) se determinã λ_1

$$\lambda_1 = \frac{\lambda + K}{1 + K} \quad (3.94)$$

iar din (3.93) rezultã:

$$\lambda'_1 = \lambda_1 \frac{1 + \mathcal{C}_1}{1 + \lambda_1 \mathcal{C}_1} \quad (3.95)$$

$$\text{în care: } \mathcal{C}'_1 = \mathcal{C}_1 (1 + K) \quad (3.96)$$

Prin substituirea în relații a lui λ' cu λ'_1 se obține influența saturației.

Notând amplitudinea componentei principale a cuplului sincron cu:

$$M_m = \frac{i'}{i_K} \quad \text{și}$$

$$\mu = \frac{\lambda - 1}{1 + (\lambda + K) \mathcal{C}_1} \quad (3.97)$$

Prin aceasta se poate scoate în evidență influența saturației în relația cuplurilor componente ale cuplului mașinii sincrone:

$$M_s = M_m \sin \vartheta_0 + \frac{1}{2} \frac{\lambda - 1}{1 + (\lambda + K) \mathcal{C}_1} \frac{1}{x_d} \sin 2\vartheta_0 \quad (3.98)$$

$$\frac{dM_s}{d\vartheta_0} = M_m \cos \vartheta_0 + \frac{\mu}{x_d} \cos 2\vartheta_0 \quad (3.99)$$

Se poate analiza influența saturației și în cazul considerării acesteia numai după axa d. Pornind de la relațiile fluxurilor:

$$\Psi_d = \frac{E_d - x_d i_d}{1 + K} - x_q i_q = u \cos \vartheta_0 \quad (3.100)$$

$$\Psi_q = -x_q i_q = -u \sin \vartheta_0 \quad (3.101)$$

rezultă expresiile pentru componentele curenților:

$$i_d = \frac{-(1+K) u \cos \vartheta_0 + E_d}{x_{ad} + x (1 + K)} \quad (3.102)$$

$$i_q = \frac{u \sin \vartheta_0}{x_q}$$

Cu exprimarea cuplului sincron funcție de componentele longitudinale respectiv transversale pentru curent și flux:

$$M_s = \Psi_d i_q - i_d \Psi_q$$

rezultă cuplul sincron sub forma:

$$M_s = \frac{u E_d}{x_{ad} + x_{\sigma}(1+K)} \sin \vartheta_0 + \frac{u^2 [x_{ad} - (1+K)x_{aq}]}{2 x_q [x_{aq} + x_{\sigma}(1+K)]} \sin 2 \vartheta_0 \quad (3.103)$$

Pentru a scoate în evidență influența saturației, relația (3.103) se poate transforma, în așa fel încît aceasta să fie relevată sub forma unor coeficienți care apar în fața celor două componente ale cuplului sincron calculate cu relațiile cunoscute în absența saturației. Se obține:

$$M_s = \frac{1 + \zeta_1}{1 + (1+K)\zeta_1} \frac{u E_d}{x_d} \sin \vartheta_0 + \frac{1 + \zeta_1}{1 + (1+K)\zeta_1} \frac{\lambda - (1+K)}{1 + \lambda \zeta_1} \cdot \frac{u^2}{2 x_d} \sin 2 \vartheta_0 \quad (3.104)$$

sau separînd expresiile cunoscute pentru cazul nesaturat:

$$M_s = \beta \left[\frac{u E_d}{x_d} \sin \vartheta_0 + \gamma \frac{u^2}{2 x_d} \sin 2 \vartheta_0 \right] \quad (3.105)$$

în care s-au făcut notațiile :

$$\beta = \frac{1 + \zeta_1}{1 + (1+K)\zeta_1} \quad (3.106)$$

$$\gamma = \frac{\lambda - (1+K)}{1 + \lambda \zeta_1}$$

Considerînd plaja de variație a lui $\zeta_1 = 0,1 - 0,25$ și a lui $K = 0 - 0,4$, se obține pentru β domeniul de variație $\beta = 1 - 0,93$. De aici rezultă că saturația (considerată după axa "d") conduce la o diminuare a componentei active a cuplului mașinii sincrone, de ordinul cîtorva procente (deci relativ o influență neimportantă). Practic $\beta \approx 1$.

Altfel se prezintă lucrurile în acest caz pentru componenta reactivă a cuplului, a cărei modificare se poate analiza prin intermediul coeficientului γ din (3.106). Pentru coeficientul

$\lambda = \frac{x_{ad}}{x_{aq}}$, se consideră, de exemplu, valoarea $\lambda = 1,63$ (valoare care a rezultat din programul de calcul prezentat în continuare, pentru o mașină concretă asupra căreia s-a aplicat metodologia de determinare a parametrilor din cele trei încercări).

Admitînd aceleași domenii pentru \mathcal{G}_1 și K , rezultă următoarele valori limită pentru γ :

$$\gamma_0 = \frac{1,63 - 1}{1 + 1,63 \cdot 0,1} = 0,54$$

$$\gamma_1 = \frac{1,63 - (1 + 0,4)}{1 + 1,63 \cdot 0,25} = 0,16$$

Din aceste valori rezultă că în cazul considerării saturației numai după axa "d", cuplul mașinii sincrone este diminuat mai ales datorită diminuării componentei reactive, care este cel mai mult influențată de saturație.

Se poate analiza influența saturației în mod separat după cele două axe, prin coeficienți similari $1 + K_1$ pentru axa "d" și $1 + K_2$ pentru axa "q". În acest caz expresiile parametrilor saturați pot fi puse sub formă:

$$x_{d \text{ sat}} = x_{\sigma} + \frac{x_{ad}}{1 + K_1} \quad (3.107)$$

$$x_{q \text{ sat}} = x_{\sigma} + \frac{x_{aq}}{1 + K_2} \quad (3.108)$$

Considerînd în acest fel influența saturației, expresia cuplului mașinii sincrone este:

$$M_s = \frac{u E_d}{x_{ad} + x_{\sigma}(1 + K_1)} \sin \vartheta_0 + \frac{u^2}{2} \frac{x_{ad}(1+K_2) - x_{aq}(1+K_1)}{[x_{aq} + x_{\sigma}(1+K_2)][x_{ad} + x_{\sigma}(1+K_1)]} \sin 2\vartheta_0 \quad (3.109)$$

Pentru a determina influența saturației după axa "d" respectiv mărimea $1+K_1$, se poate utiliza caracteristica de funcționare în gol -1-, fig.3.9. Caracteristica liniară 1, corespunzătoare axei longitudinale, trece prin punctul care corespunde t.e.m. interne $E_1 = U_N + j X_{\sigma} I$. Din fig.3.9 rezultă:

$$1 + K_1 = \frac{AC}{AB}; \quad OA = U_N; \quad AK = I x_{\sigma} \quad (3.110)$$

Pentru determinarea influenței saturației după axa q, respectiv mărimea $1 + K_2$, se utilizează caracteristica 2. Determinarea acestora se face prin calcul considerînd numai tensiunile magnetice corespunzătoare întrefierului, dinților statorici și jugului stato-

ric, fără a considera tensiunile magnetice ale miezului polilor și jugului rotoric. Aceasta este o caracteristică de funcționare în gol pentru stator. Se construiește dreapta CD (prin intermediul căreia se consideră mărirea întrefierului echivalent după axa transversală) astfel ca să fie îndeplinită condiția:

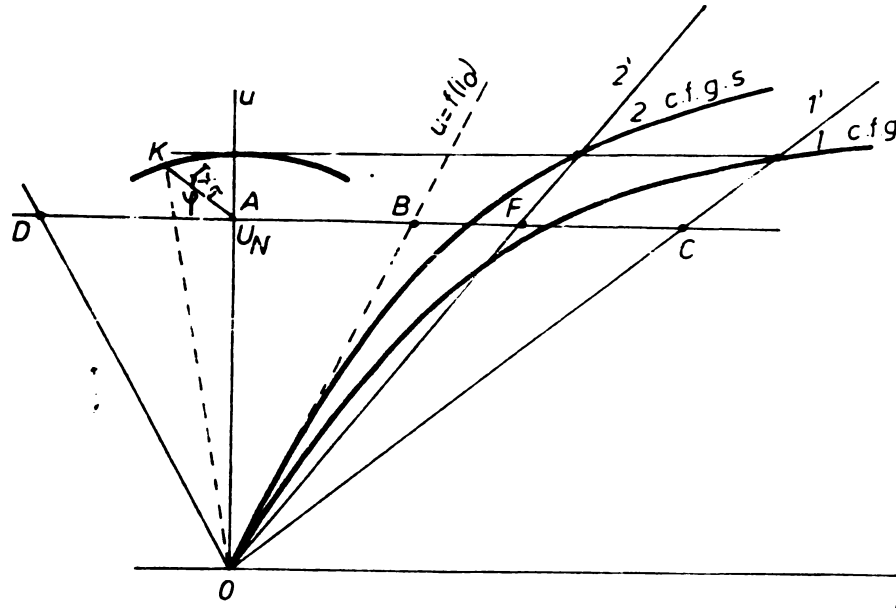


Fig. 3.9

Determinarea coeficienților de saturație după axa d și q .

$$\frac{DB}{AB} = \frac{x_{ad}}{x_{aq}} \quad (3.111)$$

deci raportul celor două segmente este tocmai λ din relația (3.90). Influența saturației după axa transversală, rezultă că se poate considera cu mărirea:

$$1 + K_2 = \frac{DF}{DB} \quad (3.112)$$

Acest coeficient evidențiază influența saturației după axa q cu o anumită eroare, deoarece după această axă, o influență mare o are saturația capetelor tălpilor polare.

Considerând separat saturația după cele două axe, cuplul sincronizant este:

$$\frac{dM_s}{d\theta_0} = \frac{u E_d}{x_{ad} + x_{\sigma}(1+K_1)} \cos \theta_0 +$$

$$+ u^2 \frac{x_{ad}(1+K_2) - x_{ad}(1+K_1)}{[x_{aq} + x_{\sigma}(1+K_2)][x_{ad} + x_{\sigma}(1+K_1)]} \cos 2\theta_0 \quad (3.113)$$

Modificînd expresiile pentru componentele cuplului astfel încît să fie separată influența saturației sub forma unor coeficienți în fața unor expresii ce apar în absența saturației, se obține:

$$M_s = \frac{1 + \sigma_1}{1 + \sigma_1(1+K_1)} \frac{u E_d}{x_d} \sin \theta_0 +$$

$$+ \frac{1 + \sigma_1}{1 + (1+K_1)\sigma_1} \frac{(1+K_2)\lambda - (1+K_1) u^2}{[1 + \sigma_1 \lambda (1+K_2)]^2 x_d} \sin 2\theta_0 \quad (3.114)$$

cu β din (3.106) și cu :

$$\xi = \frac{(1 + K_2)\lambda - (1 + K_1) u^2}{1 + \sigma_1 \lambda (1 + K_2)}, \quad (3.115)$$

cuplul mașinii sincrone și cuplul sincronizant pot fi scrise sub forma:

$$M_s = \beta \left(\frac{u E_d}{x_d} \sin \theta_0 + \xi \frac{u^2}{2x_d} \sin 2\theta_0 \right) \quad (3.116)$$

$$\frac{dM_s}{d\theta_0} = \beta \left(\frac{u E_d}{x_d} \cos \theta_0 + \xi \frac{u^2}{x_d} \cos 2\theta_0 \right)$$

Relația (3.114) are un caracter mai general deoarece consideră saturația separat după axa "q". Se observă că la $K_2 = 0$, aceasta se particularizează în relația (3.104) iar pentru $K_2 = K_1/\lambda$ se obține relația (3.98).

În tabelul T.3.1 s-a determinat coeficientul de influență asupra cuplului reactiv pentru un $\lambda = 1,63$ care a rezultat din programul de prelucrare a rezultatelor experimentale. Din tabel rezultă influența destul de importantă pe care o are saturația asupra componentei reactive a cuplului.

Coeficientul β , este apropiat de unitate. Făcînd apro-

ximația $\beta = 1$ rezultă relațiile simplificate pentru determinarea influenței saturației asupra cuplurilor:

$$M_s = \frac{u E_d}{x_d} \sin \vartheta_0 + \xi \frac{u^2}{2x_d} \sin 2\vartheta_0 \quad (3.117)$$

$$\frac{dM_s}{d\vartheta_0} = \frac{u E_d}{x_d} \cos \vartheta_0 + \xi \frac{u^2}{x_d} \cos 2\vartheta_0$$

Tabelul T.3.1

Coeficientul ξ de influență a saturației asupra cuplului reactiv la valoarea determinată pentru $\lambda = 1,63$.

τ_1	$K_1=0$ $K_2=0$	$K_1 = 0,2$		$K_1 = 0,4$		$K_1 = 0,8$	
		$K_2=0,075$	$K_2=0,05$	$K_2=0,15$	$K_2=0,1$	$K_2=0,3$	$K_2=0,2$
0,1	0,541	0,469	0,436	0,399	0,333	0,263	0,13
0,15	0,506	0,437	0,407	0,37	0,309	0,242	0,12
0,2	0,475	0,408	0,381	0,345	0,289	0,224	0,112
0,25	0,447	0,334	0,358	0,323	0,271	0,208	0,104

Componenta reactivă a cuplului poate fi calculată și prin relația directă în care influența saturației nu apare sub forma unui coeficient unic:

$$M_{sr} = \frac{x_{dsat} - x_{qsat}}{2x_{dsat} x_{qsat}} u^2 \cos 2\vartheta_0 = \frac{\left[\frac{x_{ad}}{1+K_1} - \frac{x_{aq}}{1+K_1/\lambda} \right] u^2 \cos 2\vartheta_0}{2 \left(x_{\sigma} + \frac{x_{ad}}{1+K_1} \right) \left(x_{\sigma} + \frac{x_{aq}}{1+K_1/\lambda} \right)} \quad (3.118)$$

Toate aceste determinări necesită cunoașterea cu precizie a parametrilor nesaturați. Determinarea acestora pentru mașinile mari se poate face direct din încercările prezentate de atenuare a curenților.

Determinarea parametrilor saturați din încercările de regim tranzitoriu.

Pentru determinarea parametrilor nesaturați, la efectuarea încercărilor din fig.3.1, 3.2, se poate folosi o sursă oarecare de tensiune continuă, în scopul stabilirii valorilor dorite ale curenților înainte de regimul tranzitoriu. Aceasta se datorește faptului că prin atenuarea curenților la zero (rezistența de gun-tare $R_s=0$), în timpul regimului tranzitoriu, ieșirea la sursa de tensiune continuă este scurtcircuitată și parametrii interni ai sursei nu apar în ecuațiile de regim tranzitoriu.

Pentru determinarea valorilor saturate ale parametrilor, regimurile tranzitorii trebuie să aibă loc cu saturarea miezului feromagnetic. De aceea atenuarea curenților tranzitorii se va face în așa fel, încât pentru $t \rightarrow \infty$, curentul tranzitoriu să aibă o valoare diferită de zero. Deci regimul tranzitoriu va avea loc între o valoare inițială a curentului I_0 și o valoare finală diferită de zero. Se notează pentru încercarea longitudinală această valoare finală cu I_{ds} (fig.3.10.a).

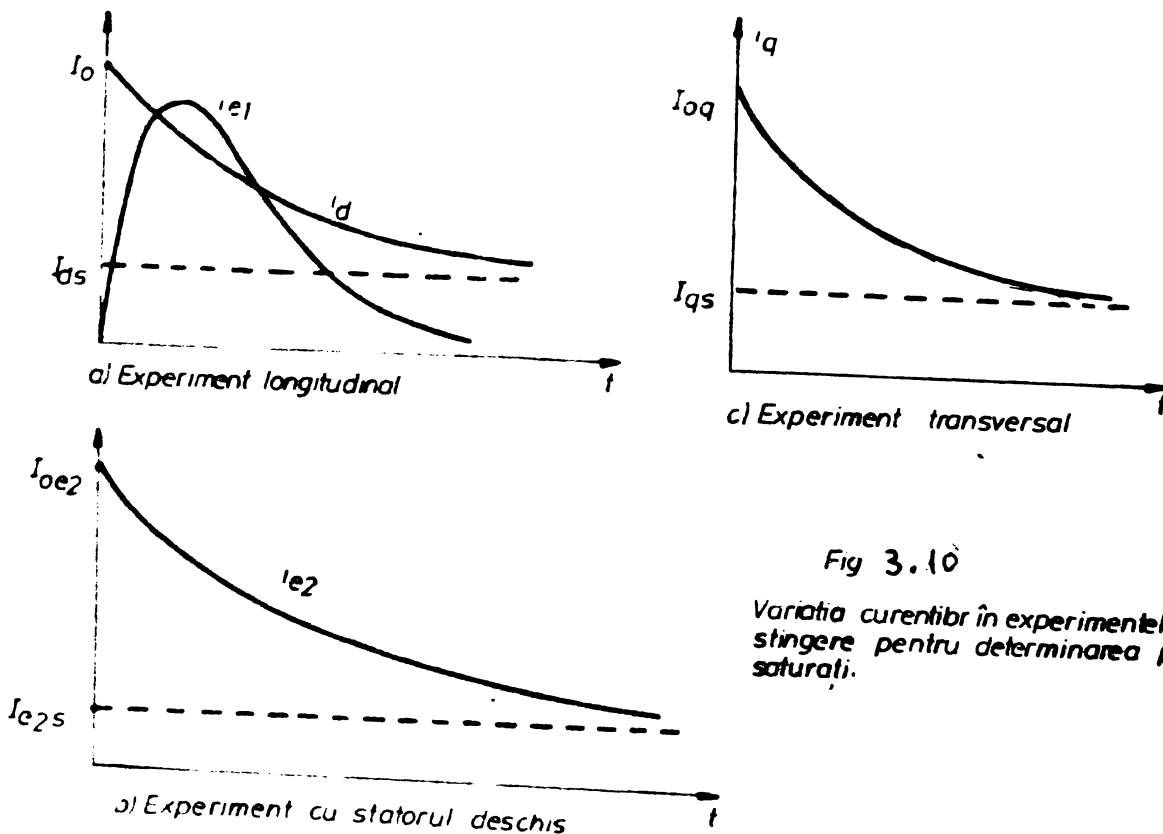


Fig 3.10
Variatia curenților în experimentele de stingere pentru determinarea parametrilor saturați.

Valoarea acestui curent stabilizat final se impune corelînd sursa cu valoarea rezistenței de șuntare R_s . Într-un astfel de regim, pentru ca ecuațiile care se stabilesc să fie soluționabile fără complicații deosebite, este necesar ca sursa să fie caracterizată printr-un singur parametru intern, adică prin rezistența internă R_i , deci nu mai poate fi folosită o sursă rotativă.

Forma de variație a curenților pentru cazul efectuării încercărilor, în scopul determinării parametrilor saturați, este dată în fig.3.10.

Pentru acest regim tranzitoriu din încercarea longitudinală se poate stabili un sistem de ecuații similar cu (3.12), pentru care aplicînd transformata Laplace, se obține:

$$\begin{aligned} (I_0 - I_{ds})x_d &= i_d r_{ae} + x_d p i_d + x_{ad} p i_e + x_{ad} p i_{sd} \\ (I_0 - I_{ds})x_{ad} &= x_{ad} p i_d + r_e i_e + x_e p i_e + x_{ad} p i_{sd} \\ (I_0 - I_{ds})x_{ad} &= x_{ad} p i_d + x_{ad} p i_e + i_{sd} r_{sd} + x_{sd} p i_{sd} \end{aligned} \quad (3.119)$$

Acest sistem care este asemănător cu (3.18) conține în primă ecuație mărimea r_{ae} , care ține seama de R_i și se calculează conform (3.4). În care se introduce valoarea $R_s \neq 0$, și apoi se raportează.

Această rezistență se calculează din circuitul din fig.3.1, în așa fel, încît pentru sursa de care dispunem, să asigurăm valorile dorite pentru curentul inițial și cel final.

Valoarea inițială și valoarea finală a curentului statoric din încercarea longitudinală se stabilesc în funcție de gradul de saturație dorit.

$$\begin{aligned} I_0 &= K' I_N && \text{Pentru a obține parametri saturați, } K' \text{ are o valoare apropiată de unitate.} \\ I_{ds} &= K'' I_N && \end{aligned} \quad (3.120)$$

Dezvoltarea calculelor pentru a obține soluțiile este similară cu cea prezentată la paragraful 3.1 cu două deosebiri și anume: în calculul rezistenței echivalente a circuitului de stingere intră și rezistența internă a sursei și a firelor de legătură R_l , iar în aplicarea transformatei Laplace se are în vedere că $\lim_{t \rightarrow \infty} i_d(t) = I_{ds}$. Ca urmare, integrala de tip (3.26) apare sub forma:

$$\frac{1}{I_0 - I_{ds}} \int_0^{\infty} [i_d(t) - I_{ds}] dt = \frac{1}{\alpha_d} \quad (3.121)$$

Dacă se efectuează calculele se observă că se obțin soluții similare, dar în toate relațiile în care a apărut valoarea inițială a curentului de regim tranzitoriu (de exemplu I_0), în relațiile pentru determinarea parametrilor saturați, apare diferența $I_0 - I_{ds}$.

Modificarea relației (3.41) în (3.121) rezultă simplu avînd în vedere transformările care s-au aplicat funcției $i_d(t)$, care s-a atenuat la zero pentru $t \rightarrow \infty$, în cazul parametrilor nesaturați. În cazul determinării parametrilor saturați, aceleași transformări se vor aplica funcției $i_d(t) - I_{ds}$, funcție care tinde spre zero pentru $t \rightarrow \infty$. Ca urmare, deoarece în numitorul relației (3.48) a apărut valoarea inițială a funcției $i_d(t)$, la numitorul relației (3.121) apare valoarea inițială a funcției $i_d(t) - I_{ds}$, adică $I_0 - I_{ds}$. Același lucru se întîmplă și la celelalte încercări.

În relațiile patratice de tip (3.35) apare la numitor patratul diferenței, adică relația devine:

$$\frac{1}{[I_{0e2} - I_{e2s}]^2} \int_0^{\infty} [i_{e2}(t) - I_{e2s}]^2 dt = \frac{\alpha_e \sqrt{e} s d + \alpha_{sd}}{2 \alpha_e (\alpha_e + \alpha_{sd})} \quad (3.122)$$

în care I_{e2s} este valoarea finală (pentru $t \rightarrow \infty$) a curentului de excitație din încercarea cu statorul deschis - fig.3.10. În relațiile de prelucrare a înregistrărilor singurele modificări intervin la calculul integralelor și derivatelor în al căror numitor au apărut curenții inițiali. Pentru determinarea parametrilor saturați, în toate aceste relații, în loc de valorile inițiale ale curenților, se vor introduce diferențele între valorile inițiale și cele finale, respectiv diferențele între valorile inițiale și finale, la patrat.

În continuare se prezintă numai modificările care intervin concret în prelucrarea rezultatelor oscilogramelor obținute din încercările cu atenuarea curenților la valori diferite de zero, ca în fig.3.10.

Din oscilograma curentului statoric obținută în încercarea longitudinală, cu o rezistență de gîntare $R_g = 0$, fig.3.10.a, se calculează:

$$A_{iD1} = \frac{1}{I_0 - I_{ds}} \int_0^{\infty} [i_d(t) - I_{ds}] dt \quad (3.123)$$

Din oscilograma curentului de excitație obținută în încercarea cu statorul deschis, cu o rezistență de guntare $R_s \neq 0$, fig.3.10.b, se calculează integrala:

$$AiDE2 = \frac{1}{I_{oe2} - I_{e2s}} \int_0^{\infty} [i_{e2}(t) - I_{e2s}] dt \quad (3.124)$$

Din oscilograma curentului de excitație obținută în încercarea cu statorul deschis, se determină:

$$DiE2 = \frac{1}{I_{oe2} - I_{e2s}} \cdot \left. \frac{di_{e2}(t)}{dt} \right|_{t=0} \quad (3.125)$$

Din oscilograma curentului statoric corespunzătoare încercării longitudinale, se calculează derivata în origine:

$$DiD1 = \frac{1}{I_o - I_{ds}} \left. \frac{di_d(t)}{dt} \right|_{t=0} \quad (3.126)$$

Analog se procedează pentru integrala și derivata curentului de excitație din aceeași încercare:

$$AiDE1 = \frac{1}{I_o - I_{ds}} \int_0^{\infty} i_{e1}(t) dt \quad (3.127)$$

$$DiE1 = \frac{1}{I_o - I_{ds}} \left. \frac{di_{e1}}{dt} \right|_{t=0} \quad (3.128)$$

Integrala pătratului curentului de excitație din încercarea cu statorul deschis, devine:

$$A_e = \frac{1}{(I_{oe2} - I_{e2s})^2} \int_0^{\infty} (i_{e2}(t) - I_{e2s})^2 dt \quad (3.129)$$

Analog se procedează pentru încercarea transversală care se realizează cu $R_s \neq 0$, iar rezistența care intră în calcul și care se determină cu (3.38'), ține seama de rezistența internă a sursei:

Se determină integrala:

$$AiQ = \frac{1}{I_{oq} - I_{qs}} \int_0^{\infty} [i_q(t) - I_{qs}] dt, \quad (3.130)$$

Se calculează derivata:

$$B_{iQ} = \frac{1}{I_{oq} - I_{qs}} \cdot \left. \frac{di_q(t)}{dt} \right|_{t=0} \quad (3.131)$$

Analog, ținând seama de curentul transversal stabilizat I_{qs} , se determină în final și integrala:

$$A_Q = \frac{1}{(I_{oq} - I_{qs})^2} \int_0^{\infty} [i_q(t) - I_{qs}]^2 dt \quad (3.132)$$

Cu acestea, parametrii saturați se determină complet, cu un program de calcul similar cu cel pentru parametrii nesaturați însă în care se operează modificările menționate.

Din punct de vedere practic este necesar ca, pentru aceste încercări, sursa să nu aibă decât parametrul rezistență, deci poate fi o baterie de acumulare.

3.2.3. PROGRAMUL PENTRU PRELUCRAREA NUMERICA A OSCILOGRAMELOR SI CALCULUL PARAMETRILOR. REZULTATE OBTINUTE.

Din analiza ecuațiilor corespunzătoare celor trei regimuri tranzitorii particulare au rezultat informații complete în legătură cu parametrii de regim stabilizat ai mașinii sincrone. Practic din patru oscilogramme, se pot obține unsprezece parametri. Din prezentarea metodologiei pentru realizarea probelor de regim tranzitoriu și prelucrarea matematică a înregistrărilor rezultă că, deși obținerea experimentală a oscilațiilor nu este complicată, în practică, prelucrarea acestor înregistrări fără a utiliza calculul numeric, ar face metodologia laborioasă. În special aceasta se referă la determinarea concretă a integralelor și integralelor patratice, din unele oscilogramme care conțin un număr mare de citiri.

De aceea, pentru prelucrarea rezultatelor s-a elaborat un program de calcul numeric, în limbaj FORTRAN.

Schema logică, programul de calcul și rezultatele obținute pentru mașina sincronă de 5000 kW sînt date în Anexa 2.

În programul de calcul s-au respectat aceleași notații pentru mărimi, utilizate în paragrafele anterioare.

Cu date inițiale principale se consideră ordonatele din cele patru oscilogramme și intervalele de timp corespunzătoare. Acestea sînt: $i_p(t)$, $i_{e1}(t)$ - curentul statoric și curentul de excitație din încercarea de regim tranzitoriu longitudinal cu intervalele de

timp DTD, DTE1; $i_{e2}(t)$ - curentul de excitație din încercarea cu statorul deschis, cu intervalul de timp DTE2; $i_q(t)$ - curentul statoric din încercarea transversală cu intervalul de timp DTQ. În toate aceste înregistrări este necesar să se cunoască destul de detaliat partea inițială a fenomenului tranzitoriu (pentru determinarea derivatelor în origine). În unele situații, variația curentului este foarte rapidă în fază inițială și de aceea este necesară o viteză de derulare destul de mare pentru hîrtia fotosensibilă a oscilografului. Ca urmare se obțin oscilograme de lungime mai mare, care conțin în partea finală variații care se liniarizează. Pentru a nu lucra cu un număr excesiv de mare de date pentru fiecare funcție, în momentul în care variațiile încep să se liniarizeze, citirile de pe oscilogramă se vor face la intervale de timp mai mari, fără ca să fie influențată precizia rezultatelor. Pentru a obține un număr cât mai mic de date, mărirea intervalului de timp se poate face gradat. De aceea în programul prezentat, pentru una și aceeași funcție, apar mai multe intervale de timp DTDA, DTDB, DTDC, etc. În acest fel se simplifică introducerea datelor, se scurtează timpul de lucru al calculatorului, iar precizia nu este influențată.

Programul s-a elaborat în ideea utilizării lui la mașini sincrone de puteri diferite, prin schimbarea unui număr minim de date la trecerea de la o mașină la altă mașină. În rezolvarea ecuațiilor prezentată anterior se utilizează sistemul "per-unit". Pentru verificare se păstrează în memorie (și apoi se tipăresc) unele mărimi fizice care să permită controlul rezultatelor intermediare, înainte de trecerea în "per-unit". În program s-au prezentat relații separate pentru trecerea timpului în sistem raportat.

Pentru calculul numeric al derivatelor și integralelor s-au utilizat procedeele cele mai potrivite pentru situația concretă /31/, /35/. Astfel pentru integrarea numerică s-a folosit subprogramul DINTAB (Y, M, DT, R, KOD), în care:

Y - tabelul ordonatelor din oscilogramă.

M - numărul citirilor.

DT - intervalul de timp.

R - rezultatul integrării.

KOD - codul de eroare (0 - pentru absența erorii;

1 - pentru prezența erorii).

Avînd în vedere divizarea funcțiilor pe intervale de variație, pentru un același curent putem avea mai multe mărimi i_{e1} , notate MA, MB, MC..., respectiv intervalele DTA, DTB, DTC... și integralele $\int i_{e1} dt$, notate

RC... Pentru fiecare, în tabelul de rezultate intermediare, se tipărește codul de eroare, care confirmă sau infirmă corectitudinea procesului de integrare.

Coefficientii de dispersie au valori apropiate de unitate. În unele relații intervin diferențe între acești coeficienți, diferențe care pentru o anumită mașină pot avea valori foarte mici. De aceea calculul acestor coeficienți trebuie făcut foarte precis, cum rezultă din analiza relației (3.61) pentru calculul coeficientului C_d . Ca urmare s-a adoptat pentru tot programul calculul în dublă precizie (DBI).

O atenție deosebită trebuie acordată calculului derivatelor în origine pentru care trebuie să se adopte metoda cea mai potrivită, în funcție de oscilograma concretă obținută.

Programul a fost conceput să poată fi folosit atât la determinarea parametrilor nesaturați cât și, cu unele modificări conform relațiilor (3.131)-(3.137), la determinarea parametrilor saturați.

În fig.3.11, 3.12 sînt date variațiile curentului statoric longitudinal $i_D(t)$ și curentului din înfășurarea de excitație $i_{BI}(t)$, în încercarea de atenuare după axa longitudinală la motorul sincron de 5000 kVA, fabricat pentru obiectivul industrial Călan, a cărui date se prezintă detaliat în continuare.

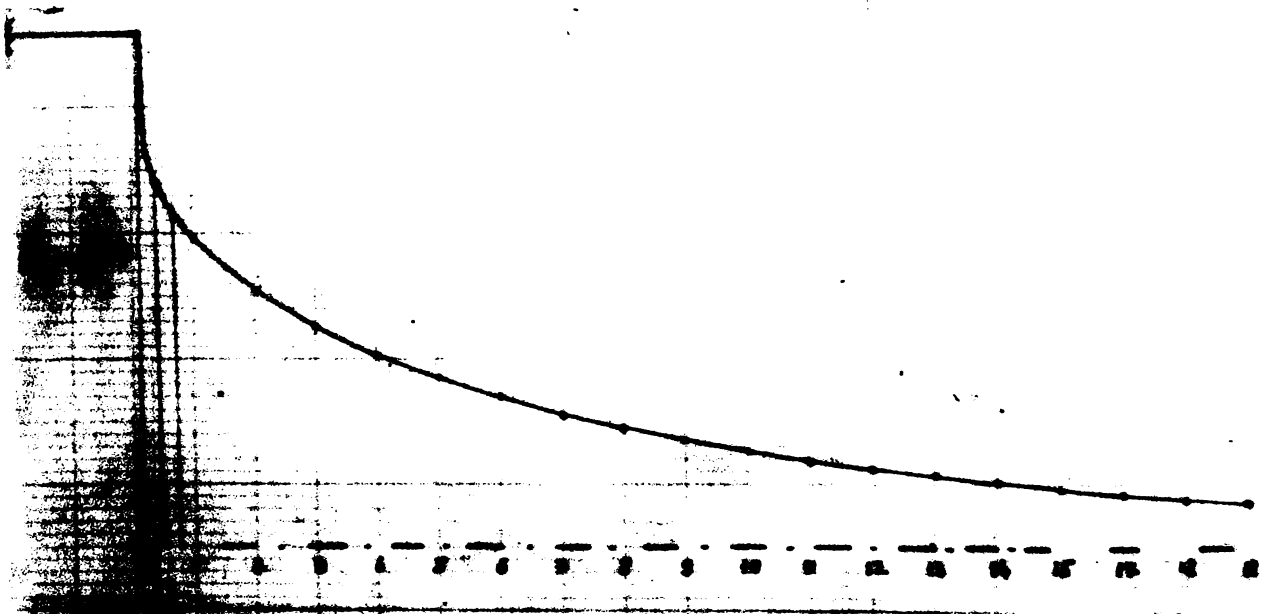


Fig.3.11. Încercare longitudinală - variația curentului statoric $i_D = f(t)$.

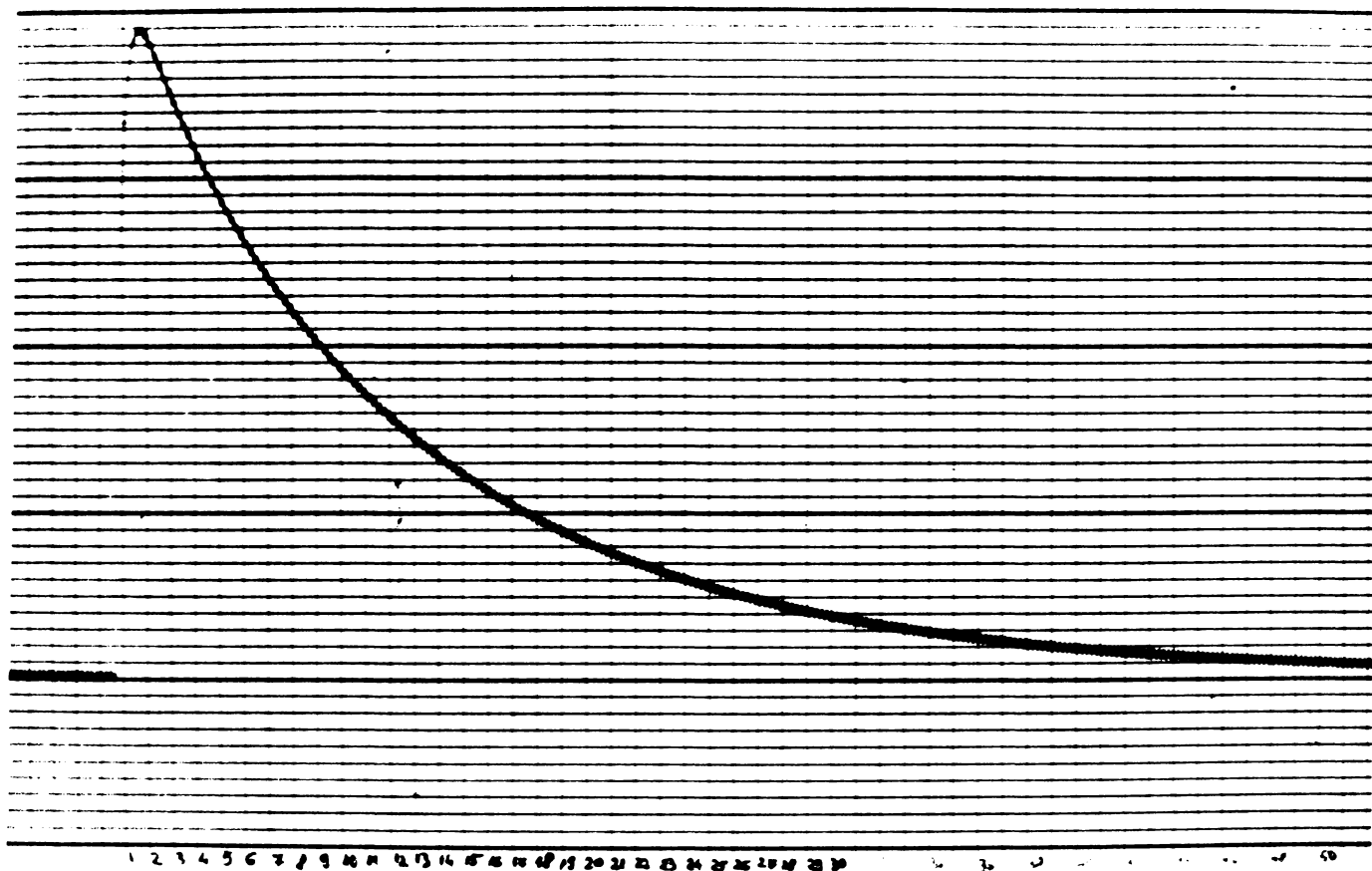
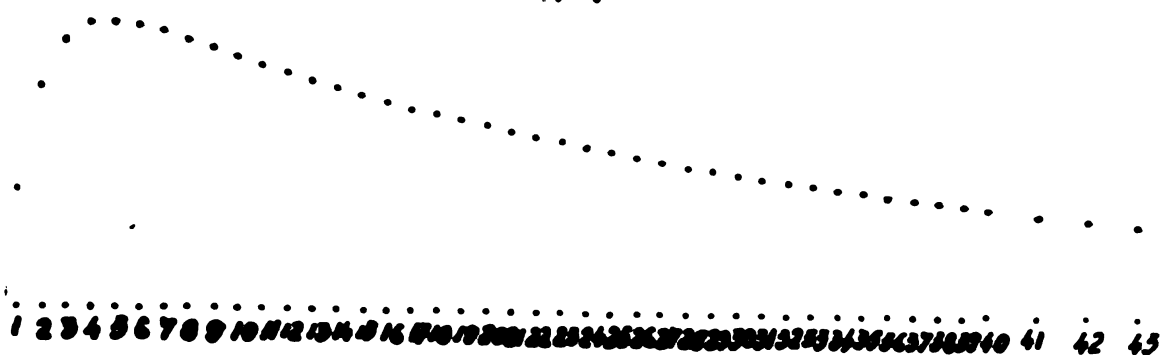


Fig.3.12. Incercare longitudinală - variația curentului din înfășurarea de excitație $iE1 = f(t)$.

In fig.3.13 este dată oscilograma $iE1(t)$ pentru o mașină sincronă de 250 kW, 6 kV, 1000 rot/min, utilizată ca mașină auxiliară în standul de probă al Intreprinderii Constructoare de Mașini Reșița.



$$iE1 = f(t)$$

Fig.3.13. Incercare longitudinală - variația curentului din înfășurarea de excitație $iE1 = f(t)$.

In fig.3.14 se prezintă atenuarea curentului statoric din încercarea transversală la aceeași mașină.

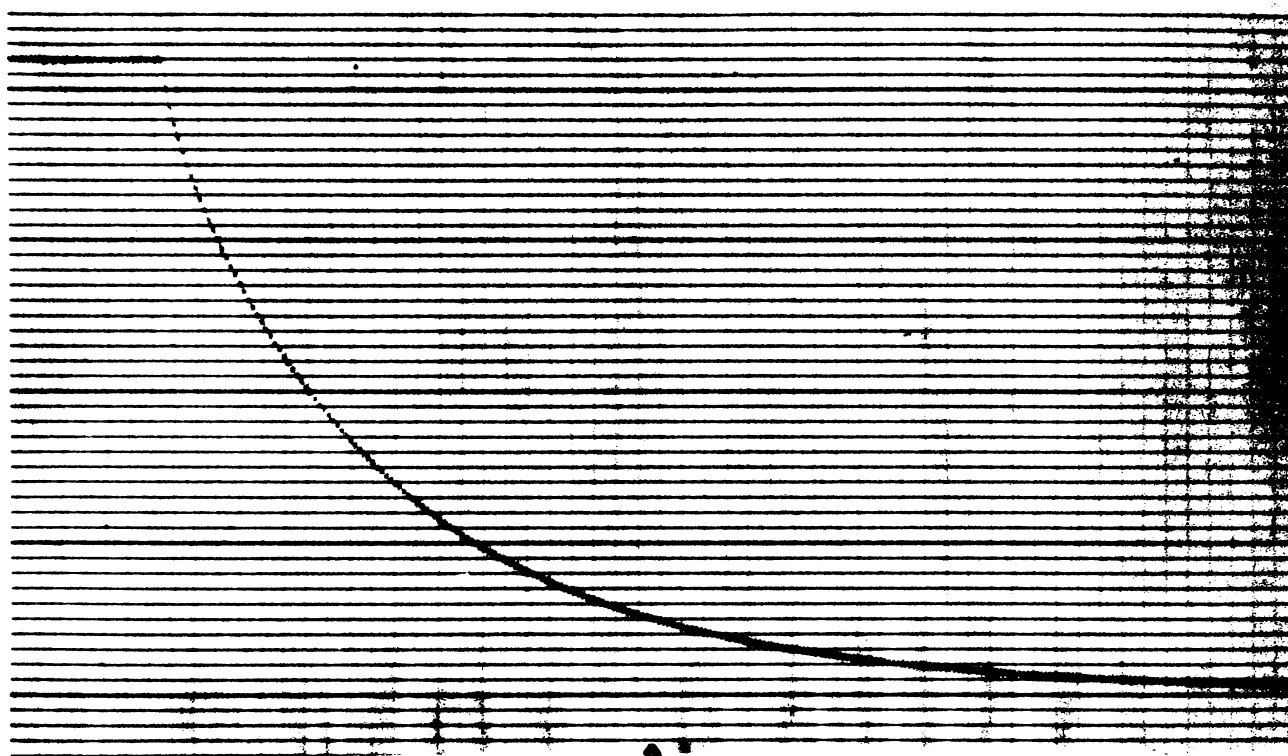


Fig.3.14.Încercare transversală - atenuarea curentului din circuitul statoric $i_Q(t)$.

In fig.3.15 se dă variația curentului din excitație $i_{E2}(t)$ obținut în încercarea cu satorul deschis, tot la mașina sincronă de 5000 kVA. In fig.3.16 se dau înregistrările obținute din încercarea longitudinală $i_d(t)$, $i_{e1}(t)$ - înregistrare simultană pe două canale. In fig.3.17 se dă variația $i_{e2}(t)$ obținută în încercarea cu satorul deschis, iar în fig.3.18 înregistrarea $i_q(t)$ obținută în încercarea de atenuare a cimpului după axa transversală. Înregistrările din figurile 3.16, 3.17, 3.18 s-au obținut pentru o mașină sincronă utilizată ca motor de pompă pentru transferul apei din aval în amonte, la centrala de la Gâleeag. Acest motor cu puterea de 10500 kW, care nu a putut fi încercat prin metodele clasice, este prezentat în fig.3.19, în timpul încercărilor pe stand prin metoda prezentată.

Aceste oscilograme s-au înregistrat pentru cele trei încercări, cu atenuarea la zero a curenților tranzitorii. În general ele reprezintă variațiile respective la o viteză relativ mică de derulare a hîrtiei. Pentru introducerea în programul de calcul de obicei se utilizează variațiile curenților, obținute la viteze mai



Fig.3.15. .Inercarea cu statorul deschis - atenuarea
curenților din circuitul de excitație $iE_2=f(t)$.



Fig.3.16. Inercarea longitudinală simultană a curentului
din stator $iD=fT(t)$ și din excitație $iE_1=f(t)$.

mari de oscilografieri (30 cm/s, 100 cm/s și mai mari), fixate
pentru a obține o precizie cât mai mare.

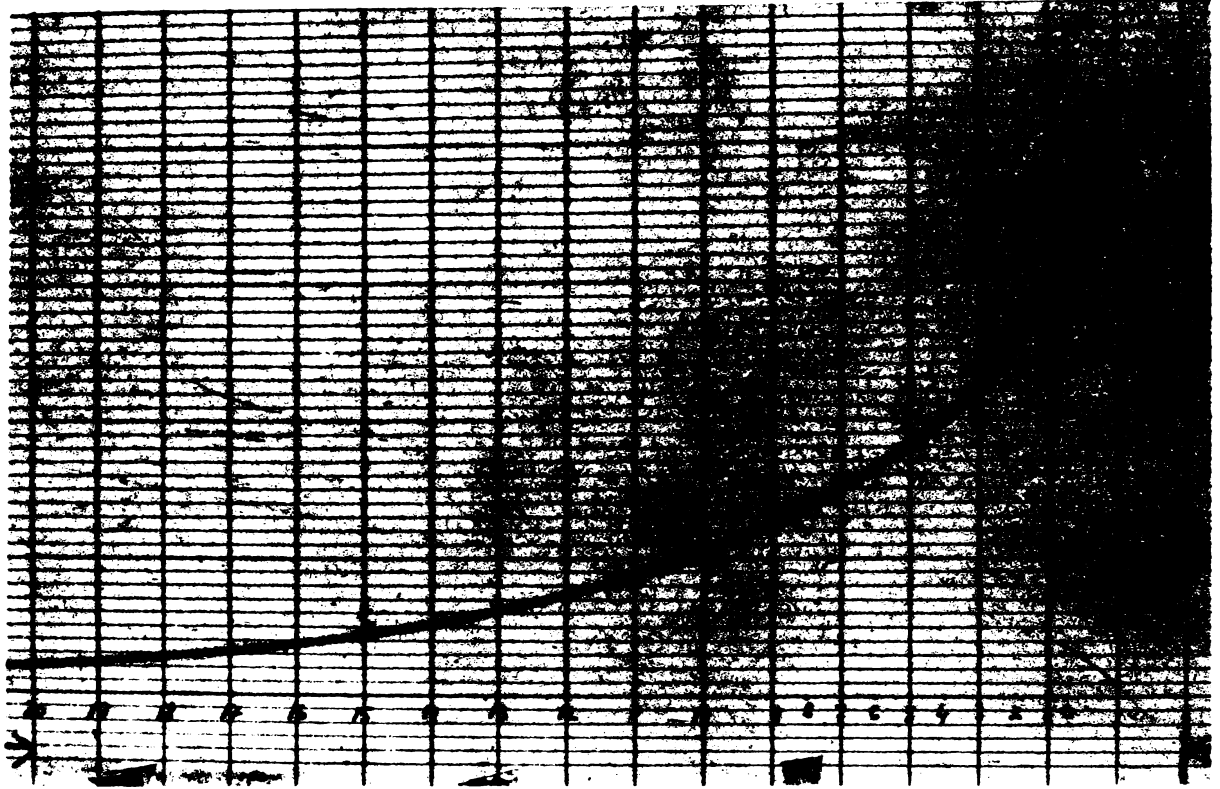


Fig.3.17. Incercare cu statorul deschis - atenuarea curentului din infășurarea de excitație $i_{E2} = f(t)$.

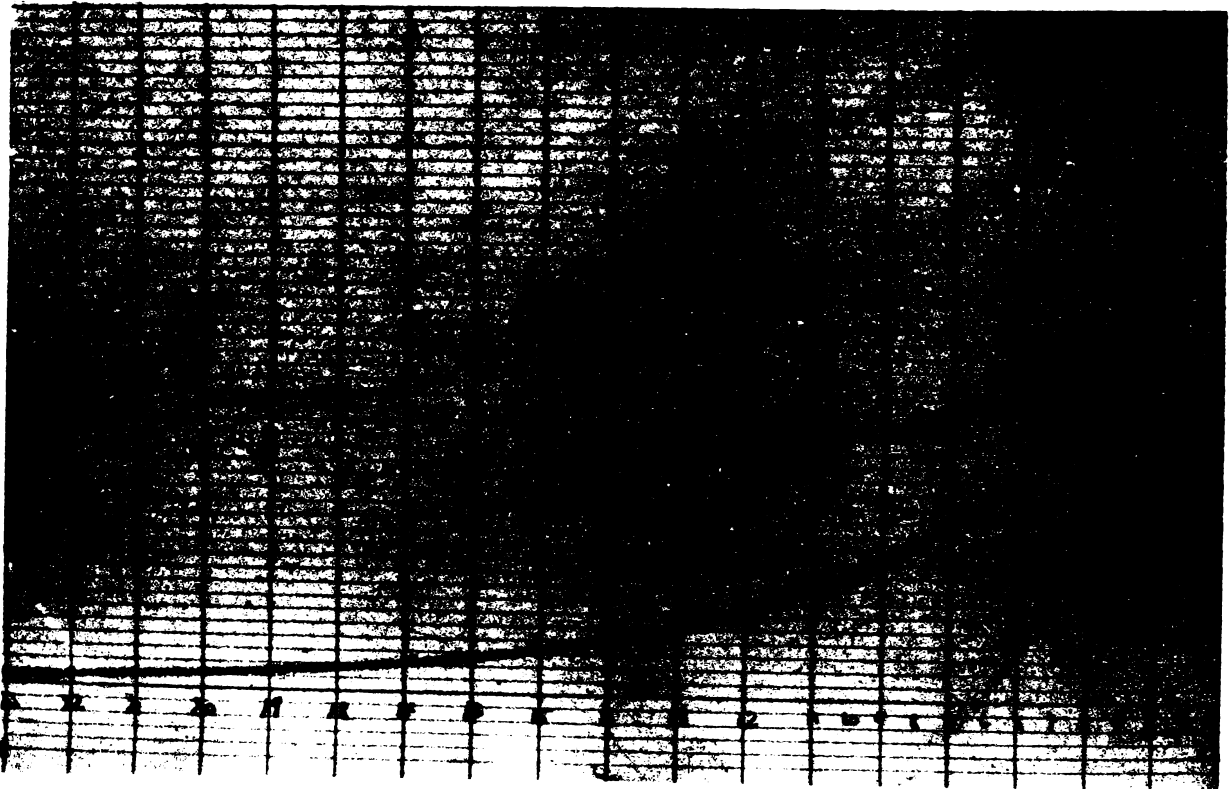


Fig.3.18. Incercare transversală - atenuarea curentului din stator $i_Q = f(t)$.

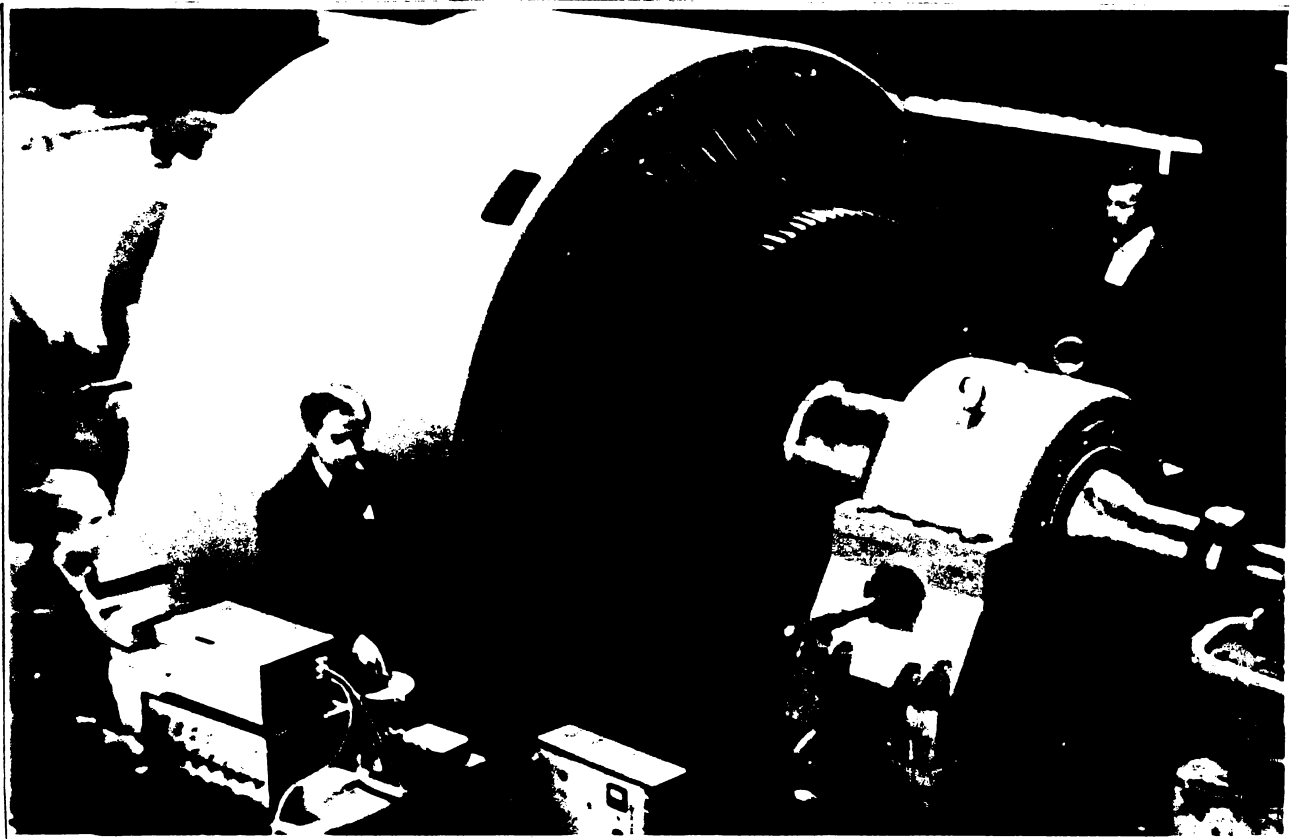


Fig.3.19. Motorul sincron de 10.500 kW.

În program mărimile au următoarele semnificații:

- i_D - curentul statoric din încercarea longitudinală;
- i_{E1} - curentul din circuitul de excitație din încercarea longitudinală;
- i_{E2} - curentul din circuitul de excitație din încercarea cu statorul deschis;
- i_Q - curentul din încercarea transversală.

Aici trebuie subliniat că datorită faptului că în relațiile de calcul, apar rapoartele curenților respectivi: i_D , i_{E1} , i_{E2} și i_Q , nu este necesară etalonarea oscilografului, iar în memoria calculato-rului se vor introduce ordonatele oscilogramelor.

În programul de calcul s-au introdus rezultatele măsurători-lor obținute în cele trei încercări în regim tranzitoriu efectuate pe o mașină sincronă proiectată pentru o funcționare ca motor la Călan, cu următoarele date nominale:

- puterea aparentă nominală, $S = 5000 \text{ kVA}$;
- factorul de putere nominal $\cos \varphi = 0,9$ capacitiv;
- turatia nominală $n_N = 1000 \text{ rot/min}$;
- tensiunea nominală $U_N = 6000 \text{ V} \pm 5 \%$;
- curentul nominal $I_N = 555 \text{ A} \pm 5 \%$;

- frecvența nominală, $f = 50$ Hz;
- conexiunea: stea;
- numărul de căi de curent în paralel pe fază: 3;
- numărul de borne scoase: 6;
- clasa de izolație: B;
- rezistența pe fază statorică: $R_f = 0,029 \Omega$; (la 20°C);
- rezistența circuitului de excitație la sarcină nominală și factor de putere $\cos \varphi = 0,9$, capacitiv: $I_{eN} = 462$ A;
- răcire: cu aer în circuit închis;
- masa totală a mașinii (cu excitație): 26.194 Kg;
- masa statorului: 8.760 Kg;
- masa plăcii de fundație: 3.640 Kg.

Caracteristicile excitatoarei mașinii sincrone:

- puterea nominală: $P_N = 38$ kW;
- turația nominală: $n_N = 1000$ rot/min;
- tensiunea nominală : $U_N = 75$ V;
- curentul nominal : $I_N = 506$ A;
- clasa de izolație : B;
- rezistența rotorică la 20°C : $0,00466 \Omega$;
- rezistența bobinajului polilor auxiliari: la 20°C : $0,00179 \Omega$;
- rezistența bobinajului la polii principali la 20°C : $7,8 \Omega$;
- curentul de excitație al excitatoarei (excitația fiind în derivație) la tensiune nominală, în gol: 4,5 A;
- curentul de excitație la sarcină nominală : 6,05 A.

În fig.3.20 este prezentat rotorul mașinii sincrone de 5000 kVA încercate în regimurile tranzitorii amintite, în faza tehnologică de consolidare a înfășurării rotorice.

În fig.3.21 este dat un detaliu al coliviei rotorice de amortizare, pentru care s-au găsit parametri echivalenți longitudinali și transversali, prezentați în tabelul de la finele programului de calcul - TA2.1 - din anexa 2.

Pentru a verifica dacă citirile de pe oscilograme au fost făcute corect, în program se tipăresc ordonatele tuturor curenților tranzitorii, ordonate care sînt citite echidistant pe domenii, în funcție de forma curbei. De exemplu, curentul i_D , are ordonatele corespunzătoare domeniului de variație mai rapidă a fenomenului notate cu IDA, în număr de MDA=4, decalate echidistant

la intervale de timp de trei sutimi de secundă. Apoi urmează or-
donatele notate cu iDB, în număr de MDB=30, pentru care curentul
tranzitoriu se observă că variază ceva mai lent, ordonate situa-
te echidistant la intervale de timp de o zecime de secundă. În
fel se procedează pînă la atenuarea la zero a curentului statoric.
Analog s-au fixat domeniile și intervalele de timp pentru cei-
lalți curenți, în funcție de forma curbelor.



Fig.3.20. Rotorul mașinii sincrone de 5000 kW.



Fig.3.21.

Detaliu al rotorului mașinii sincrone de 5000 kW.

Pentru situațiile în care variația curentului este foarte rapidă la început, iar stingera curentului se face foarte lent, este necesară o viteză mare de derulare a hîrtiei fotosensibile la început. Este recomandabilă corelarea vitezei de derulare a hîrtiei cu marcarea timpului dată de baza de timp internă a oscilografului.

Aplicînd aceste măsuri privitoare la obținerea și citirea oscilogramelor, timpul de calcul al programului se scurtează sensibil. În cazul concret al programului prezentat, numărul minim de date inițiale privitoare la oscilograme, fără a micșora precizia, a fost ID(57), IE1(51), IE2(54), IQ(42), deci 204 ordonate în total.

Impedanța nominală (considerată ca mărime de bază pentru raportare în calcule), este:

$$Z_n = \frac{U_{nf}}{I_{nf}} = \frac{U_1}{\sqrt{3} \cdot I_{nf}} = \frac{6000}{\sqrt{3} \cdot 555} = 6,241 \Omega.$$

Cu rezistența unei faze statorice de $R_f = 0,029 \Omega$, rezistența totală pe fază în timpul încercărilor a fost:

$$R_a = R_f + R_{adf} = 0,029 + 0,0097 = 0,0387 \Omega.$$

În care: R_{adf} - a fost rezistența aditională pe fază introdusă de sistemul de măsură.

Rezistența totală pe fază, în "per-unit" rezultă:

$$r_a = \frac{R_a}{Z_n} = \frac{0,0387}{6,241} = 6,2 \cdot 10^{-3} \text{ (p.u.)}$$

Rezultatele obținute din prelucrarea oscilogramelor sînt prezentate la finele programului de calcul și se împart în două categorii: rezultate intermediare și rezultate finale. Rezultatele intermediare conțin codurile de eroare din program pentru toate integralele prin care se verifică determinarea corectă a integralelor și unele mărimi din calcul, controlabile înainte de trecerea în "per-unit".

Rezultatele finale sînt date în tabelul TA2.1 din programul prezentat în anexa 2 și conțin cei 11 parametri electromagnetici echivalenți după axa d și după axa q, pentru stator și pen-

tru rotor, inclusiv pentru colivia de amortizare. Valorile parametrilor sînt calculate în unități raportate, fiind prezentate în tabelul TA2.1, în ordinea x_d , x_{ad} , x_G , x_q , x_{aq} , x_{sd} , r_{sd} , x_e , r_e , x_{sq} , r_{sq} .

Precizia calculelor poate fi verificată în mai multe moduri. O posibilitate de verificare se referă la determinarea lui x_d din probe care s-au putut efectua la această mașină. Astfel din probele clasice de determinare a lui x_d , prin intermediul caracteristicii de funcționare în scurtcircuit trifazat staționar și partea liniară a caracteristicii de funcționare în gol:

$$x_d = 1,25$$

Din programul de prelucrare numerică a oscilogramelor de regim tranzitoriu, tabelul T.2 din anexa 2, rezultă:

$$x_d = 1,271$$

Se observă o precizie bună de determinare a lui x_d , precizie care aduce informații și despre precizia de determinare a celorlalți parametri, deoarece calculul, așa cum s-a arătat are un caracter unitar.

Valoarea calculată de către proiectantul acestei mașini sincrone - Centrul de Cercetare și Inginerie Tehnologică pentru Echipamente Hidroenergetice Reșița, este:

$$x_d = 1,308.$$

S-a utilizat în majoritatea cazurilor pentru oscilograme, dezvoltarea uscată (directă) prin expunerea materialului la lumina zilei sau la lumina tuburilor cu neon. Această dezvoltare este foarte operativă, oscilograma putînd fi interpretată în câteva zeci de secunde de la scoaterea din aparatul înregistrator, dar apare dezavantajul pierderii contrastului în timp, încă este expusă la lumină timp mai îndelungat. S-a utilizat și dezvoltarea umedă a oscilogramelor, care este mai complicată, însă rezultatele obținute au fost foarte bune și anume, contrast puternic și definitiv. De exemplu oscilogramele prezentate în fig. 3.12, 3.14 au fost obținute pe calea dezvoltării umede. Se observă că în acest caz se obține un contrast foarte bun și pentru liniile de marcarea a timpului.

În final se subliniază cele două aspecte principale privind durată și precizia calculelor, care trebuie tratate cu atenție deosebită - delimitarea corectă a domeniilor pentru efectuarea integralelor în funcție de forma curbei și adoptarea unei metode potrivite pentru determinarea cât mai exactă a derivatelor în origine.

Pe baza celor prezentate se pot deduce următoarele concluzii:

1.- Încercările nu implică punerea în funcție a mașinii, probele fiind statice. Ca urmare, nu este necesară o rețea de putere corespunzătoare în cazul motoarelor sincrone, respectiv nu este necesară cuplarea mașinii sincrone (ca generator) cu o turbină sau cu altă mașină electrică. În cazul utilizării metodelor clasice de determinare a parametrilor, referindu-ne la mașini de putere mare, cuplarea cu o mașină de antrenare implică în majoritatea cazurilor anumite dificultăți.

2.- În timpul aplicării regimurilor tranzitorii particulare mașina nu este sollicitată nici din punct de vedere termic, nici din punctul de vedere al valorilor câmpului electric în diverse părți ale izolației.

3.- Pentru determinarea parametrilor nu este necesar să se cunoască despre mașină decât un număr redus de date: datele nominale (pentru determinarea impedanței nominale și pentru stabilirea curenților înainte de începerea regimului tranzitoriu).

4.- Înregistrările se fac foarte simplu fără a fi necesară etalonarea în prealabilă a oscilografului, datorită faptului că în relațiile de calcul intră raioane de curenți. Singura cerință este ca dimensiunea pe direcția ordonatei să fie suficient de mare pentru a nu diminua precizia.

5.- Măsurătorile se efectuează pe baza unor montaje foarte simple. Eficiența măsurătorilor este deosebită, deoarece dintr-un număr total de patru oscilograme se determină unsprezece parametri echivalenți, ceea ce constituie deosebirea mare față de metodologia clasică, în care din câteva încercări (două sau trei dependente grafice) se determină maximum doi parametri. Este adevărat că prelucrarea matematică a rezultatelor se complică mult față de cazul clasic (când pentru determinare apar câteva calcule elementare) dar acest aspect se rezolvă folosind calculatorul nu-

meric. Astfel prelucrarea rezultatelor devine foarte operativă deoarece se folosește același program pentru toate mașinile. Montajele efectuate au un consum mic de energie, practic neglijabil, față de metodele clasice. Astfel energia absorbită în timpul regimului tranzitoriu, când valoarea maximă a curentului este de cca. 40 % din I_n , curent care se atenuază destul de rapid la zero, în timpi de ordinul secundelor, sau zecilor de secunde, este neglijabilă față de energia necesară pentru o încercare clasică. În acest sens, numai pentru reactanța de dispersie trebuie determinată caracteristica în gol, în scurtcircuit trifazat simetric și în sarcină inductivă. Numai antrenarea în gol a unei mașini de ordinul câtorva megawați, timp de ordinul zecilor de minute, conduce la absorbirea unei energii de către standul de probă, care nu poate fi neglijată. Pe de altă parte, pentru mașini de o astfel de putere realizarea unei sarcini pur inductive constituie o problemă dificilă. Chiar realizată o astfel de sarcină, aceasta va avea și un caracter ușor rezistiv, ca urmare precizia determinărilor se reduce.

6.- Cu programul prezentat se pot determina, pe cale experimentală, unii parametri (cei corespunzători coliviei) pentru care apar dificultăți la determinarea prin alte metode. De asemenea, prin atenuarea la valori diferite de zero a curenților tranzitorii, cu același program de bază se pot determina valorile saturații ale parametrilor. Trebuie menționat aici și celălalt aspect relativ la acest regim pentru parametrii saturați. În unele situații găsirea unei surse neinductive care să debiteze curenți continui la valori apropiate de curenții nominali prin înfășurări, poate constitui o problemă. Totuși durata acestor curenți trebuie să fie de ordinul zecilor de secunde, deci sursa nu trebuie să fie caracterizată prin putere mare.

7.- Avînd în vedere toate aceste aspecte, se apreciază că pentru o mașină sincronă de putere mare, similară cu cea care a fost încercată, pregătirile și realizarea oscilogramelor (inclusiv stingerile pregătitoare de curenți pentru alegerea sensibilității sertarelor de adaptare) necesită un timp de aproximativ 2 ore. Încercări cu obținerea unor parametri similari prin metode clasice necesită un timp de ordinul zilelor și chiar zecilor de zile dacă se au în vedere operațiile de cuplare și de decuplare pentru o mașină de putere mare. Ca urmare, această metodologie de încercare este mai eficientă decît cea prezentată în standarde și în normele interne, pentru unii din parametrii determinați.

- C a p i t o l u l 4

ȚIMPUL MAGNETIC IN INTREFIERUL MASINILOR SINCRONE.

Utilizarea practică a unor metode numerice de analiză a oscilogramelor regimurilor tranzitorii de stingere a curenților, este posibilă când mașina este simetrică din punct de vedere geometric și electromagnetic. Ca urmare metoda de determinare numerică a parametrilor echivalenți după d și q , prezentată anterior, se aplică corect numai când mașina este simetrică.

Decarece eventualele nesimetrii ale mașinii se reflectă în structura cîmpului din întrefier, este necesară o analiză a cîmpului magnetic din întrefier. O astfel de analiză trebuie să poată confirma sau infirma ipotezele făcute în șegătură cu simetria mașinii, ipoteze care au stat la baza stabilirii metodei de determinare a parametrilor echivalenți. Evident analiza cîmpului magnetic din întrefier trebuie făcută înainte de determinarea parametrilor echivalenți.

Rezultă o legătură strînsă între structura cîmpului din întrefierul mașinii sincrone și posibilitatea de determinare a parametrilor echivalenți prin metoda numerică prezentată anterior. De aceea este necesară analiza în primul rînd a cîtorva aspecte privind structura cîmpului magnetic din întrefierul mașinilor sincrone, iar apoi elaborarea metodei numerice practice, de analiză a acestui cîmp.

4.1. FORMA OPTIMA DE REPARTITIE A INDUCTIEI MAGNETICE IN INTREFIERUL MASINILOR SINCRONE.

4.1.1. Condiții de optim.

Tensiunea electromotoare a unui generator depinde în primul rînd de inducția magnetică în întrefier la viteza de rotație dată.

Se consideră că la funcționarea în gol, componenta armonică a tensiunii la bornele mașinii sincrone este dată de componentele armonice ale repartiției inducției în întrefier $B = B(x)$, celelalte influențe asupra tensiunii neglijîndu-se în această primă analiză.

Funcția $B(x)$, pentru valoarea curentă a pasului polar, $x \in [0, \pi]$, este o funcție impară dezvoltabilă în serie Fourier de sinusuri:

$$B(x) = \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin n x \quad ; \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (4.1)$$

În care amplitudinea fiecărei armonice se determină sub forma:

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} B(x) \sin n x \, dx \quad (4.2)$$

Numai prima armonică este utilă toate celelalte producând pierderi suplimentare, cupluri parazite ș.a.

Există trei criterii mai importante de evaluare a calității curbei de repartiție a inducției magnetice în întrefier.

Primul criteriu de evaluare se referă la suma patratelor armonicilor superioare ale inducției:

$$S_1 = \sum_{n=3}^{\infty} B_n^2 \quad (4.3)$$

Minimul funcției S_1 va corespunde celei mai mici abateri medii patratice a funcției $B(x)$ de la o sinusoidă pură.

Un alt criteriu de evaluare se obține avînd în vedere curenții turbionari. Deoarece pierderile prin curenți turbionari depind nu de patratul armonicilor ci de patratul unor produse de forma $n B_n$, adică de patratul produsului dintre amplitudinea armonicii și ordinul ei, calitatea curbei inducției se poate evalua cu funcția:

$$S_2 = \sum_{n=3}^{\infty} n^2 B_n^2 \quad (4.4)$$

Un al treilea criteriu se obține avînd în vedere influența armonicilor superioare asupra transmisiilor telefonice. În acest caz calitatea curbei inducției $B(x)$ se apreciază cu ajutorul funcției:

$$S_3 = \sum_{n=3}^{\infty} \gamma_n B_n^2 \quad (4.5)$$

În care: γ_n sînt coeficienți depinzînd de ordinul n al armonicii și considerînd dependența influenței paraziților telefonici

de frecvență.

În mod obișnuit, din punct de vedere energetic, se utilizează pentru a evalua calitatea curbei de repartiție a inducției $B(x)$ primele două criterii adică indicii S_1 și S_2 .

Există mai multe modalități prin care se impune în cadrul proiectării forma curbei inducției, optimă dintr-un anumit punct de vedere /11/, /15/, /54/, /67/, /69/, /75/, /87/, /119/. La mașini cu poli proeminenți realizarea inducției dorite în întrefier se obține pe calea modificării întrefierului de-a lungul pasului polar, iar la mașini cu poli înecați, aceasta se obține prin repartizarea potrivită a tensiunii magnetomotoare pe creștături.

4.1.2. Realizarea condițiilor de optim la o mașină cu poli proeminenți.

De regulă, mașinile sincrone cu poli proeminenți (de tip hidrogenerator) sînt mașini lente, multipolare. De aceea studiul cîmpului se poate face fără a comite erori mari, în sistemul rectangular de coordonate neglijînd curbarea suprafeței pe circumferința mașinii și considerînd numai întrefierul între suprafața feromagnetică a statorului și a polilor. Determinarea curbei care descrie talpa polară, pentru a obține inducția dorită în întrefier, se poate face pe calea rezolvării analitice a ecuațiilor Poisson-Laplace prin metoda separării variabilelor /67/, /84/, /85/ /91/. Calculul se face considerînd axele conform figurii 4.1 : axa x după suprafața circumferinței statorice, iar axa y după axa longitudinală a polilor. Linia suprafeței circumferinței statorice este echipotențială, avînd potențialul magnetic nul. Axa de simetrie dintre poli mașinii, axa transversală $x = \pm \frac{\tau}{2}$, este de asemenea linie echipotențială și potențialul ei se poate lua egal cu zero.

Întrefierul minim al mașinii, δ_0 , are loc la $x=0$.

Forma suprafeței tălpii polare este necunoscută, dar această suprafață este de asemenea echipotențială magnetic. Condiția care se impune este ca inducția să aibă o variație armonică la suprafața circumferinței statorice ($y=0$), variație care să aibă perioada τ .

Nu se consideră efectele de capăt ale mașinii, deci cîmpul se presupune plan paralel. Se neglijează efectul creștăturilor.

Statorul și rotorul sînt în repaus.

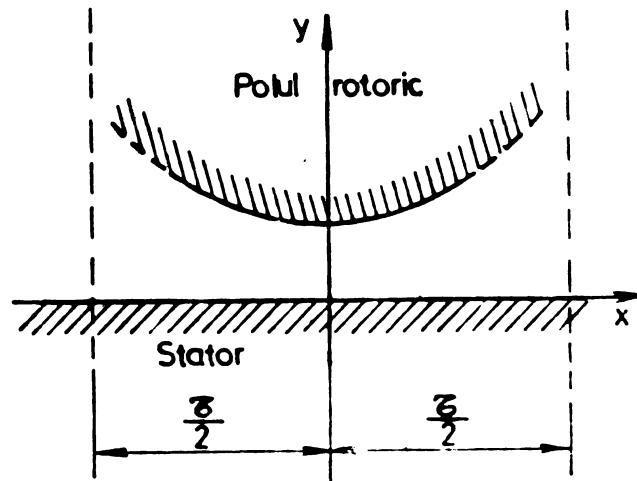


Fig. 4.1

Pentru câmpul plan paralel considerat, ecuația Laplace a potențialului magnetic are forma:

$$\frac{\partial^2 U_m}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U_m}{\partial y^2} = 0 \quad (4.6)$$

În concordanță cu metoda Fourier-Buler de separare a variabilelor /67/, /84/, /85/, /91/, funcția căutată - potențialul scalar al câmpului magnetic poate fi pusă sub forma produsului funcțiilor:

$$X = f(x) \quad \text{și} \quad Y = \varphi(y)$$

fiecare din ele depinzînd de o singură coordonată,

$$U_m(x,y) = X Y \quad (4.7)$$

Diferențiind și înlocuind în ecuația Laplace, se obține:

$$Y \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + X \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = 0 \quad , \text{ sau prin împărțire cu } X Y \quad (4.8)$$

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = 0$$

Această egalitate este îndeplinită dacă:

$$\frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = \frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} = K^2 \quad (4.9)$$

unde K este un număr oarecare.

Ecuatia inițială Laplace (4.6) poate fi pusă sub forma a două ecuații omogene, de ordinul doi cu variabile separate:

$$\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} - k^2 Y = 0 \quad (4.10)$$

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + k^2 X = 0 \quad (4.11)$$

Rădăcinile ecuației caracteristice corespunzătoare ecuației (4.10) sînt reale $P_{1,2} = \pm k$. Soluția acestei ecuații are forma:

$$Y = D_1 e^{ky} + D_2 e^{-ky} \quad (4.12)$$

Rădăcinile ecuației caracteristice corespunzătoare ecuației (4.11), sînt complexe $P_{1,2} = \pm j k$. Soluția acestei ecuații are forma:

$$X = E_1 \cos k x + E_2 \sin k x \quad (4.13)$$

Pentru $k=0$, ecuațiile (4.10) și (4.11) iau forma:

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} = 0 \quad ; \quad \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} = 0 \quad (4.14)$$

și rezolvarea lor conduce la apariția unor membri suplimentari în expresia potențialului scalar sub forma sumei:

$$m_1 + m_2 x + m_3 y$$

Rezultă că pentru cazul general soluția se poate scrie:

$$u(x,y) = (D_1 e^{ky} + D_2 e^{-ky}) (E_1 \cos kx + E_2 \sin kx) + m_1 + m_2 x + m_3 y \quad (4.15)$$

Coefficientii $D_1, D_2, E_1, E_2, m_1, m_2, m_3$ se determină din condițiile la frontieră ale problemei.

Deoarece potențialul suprafeței statorice, luat în originea y a fost luat egal cu zero, soluția se poate simplifica. Rezultă că termenul constant este nul, $m_1=0$. Considerînd permeabilitatea magnetică a otelului foarte mare $\mu_1 \gg \mu_0$, se poate admite că liniile cîmpului pătrund în suprafața statorului sub un unghi drept, adică la $y=0$.

$$H_x = - \frac{\partial U_m}{\partial x} = 0 \quad (4.16)$$

Din aceasta rezultă $m_2 = 0$.

Avînd în vedere că la suprafața circumferinței statorice cîmpul magnetic este o funcție armonică cu perioada 2τ , adică

$$B(y=0) = B_{\delta} \cos \frac{\pi}{\delta} x, \quad (4.17)$$

rezultă că sînt nuli coeficienții m_3 și E_2 . De asemenea rezultă factorul constant al variabilei independente $K = \frac{\pi}{\delta}$. Cu aceste determinări expresia potențialului scalar este:

$$U_m(x,y) = (C_1 e^{kx} + C_2 e^{-ky}) \cos k x \quad (4.18)$$

Constantele C_1 și C_2 se determină astfel: cu expresia potențialului scalar se determină inducția care pentru $y=0$ și $\mu_1 \gg \mu_0$, va trebui să satisfacă relația (4.17):

$$\begin{aligned} B_y(y=0) = \mu_0 H_y = -\mu_0 \left(\frac{\partial U_m}{\partial y} \right)_{y=0} &= -\mu_0 (C_1 - C_2) k \cos k x = \\ &= B_{\delta} \cos k x \end{aligned} \quad (4.19)$$

$$B_x(y=0) = \mu_0 H_x = -\mu_0 \left(\frac{\partial U_m}{\partial x} \right)_{y=0} = \mu_0 (C_1 + C_2) k \sin k x = 0$$

de unde rezultă:

$$C_1 - C_2 = -\frac{B_{\delta}}{\mu_0 k}$$

$$C_1 + C_2 = 0$$

$$\text{Deci:} \quad C_1 = -C_2 = -\frac{1}{2\mu_0 k} B_{\delta} \quad (4.20)$$

Cu aceste determinări pentru coeficienți, potențialul magnetic scalar se poate scrie sub forma:

$$\begin{aligned} U_m(x,y) &= \frac{1}{\mu_0 k} B_{\delta} \frac{e^{ky} - e^{-ky}}{2} \cos kx = \\ &= \frac{1}{\mu_0 k} B_{\delta} \operatorname{sh} ky \cos kx \end{aligned} \quad (4.21)$$

Imaginea liniilor cîmpului magnetic din întrefier și una din liniile echipotențiale - linia ab, rezultate din expresia (4.21), a potențialului magnetic scalar este dată în fig.(4.2).

Pentru a respecta repartizarea dorită a cîmpului magnetic pe suprafața statorului, suprafața tălpilor polare trebuie să coincidă cu o linie echipotențială, pentru care potențialul are o valoare oarecare, de exemplu cu linia ab, adică suprafața tălpilor polare este descrisă de ecuația:

$$U_m(x, y) = \text{const.}$$

Această condiție se îndeplinește pentru:

$$\frac{\text{sh } k y}{\cos k x} = C = \text{const.} \quad (4.22)$$

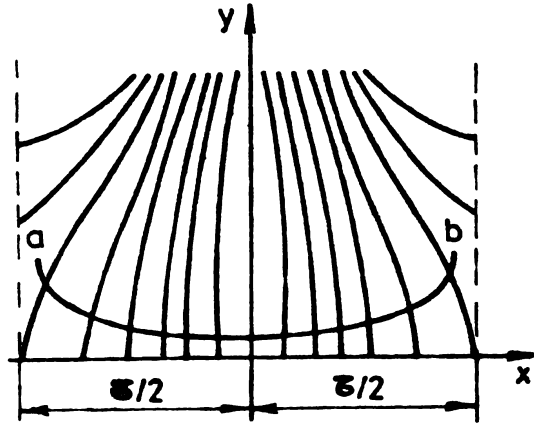


Fig. 4.2

Această constantă se poate determina din condiția $y = \delta_0$ pentru $x=0$, deci:

$$C = \text{sh } k \delta_0 \quad (4.23)$$

În concluzie, ecuația tălpii polare care asigură la o mașină sincronă cu poli proeminenți o repartiție sinusoidală a inducției pe circumferința statorică este:

$$\text{sh } \frac{\pi}{\delta} y = \frac{\text{sh } \frac{\pi}{\delta} \delta_0}{\cos \frac{\pi}{\delta} x} \quad (4.24)$$

Această relație exactă se poate înlocui cu o alta mai simplă, considerând aproximațiile:

$$\begin{aligned} \text{sh } \frac{\pi}{\delta} \delta_0 &\approx \frac{\pi}{\delta} \delta_0, \\ \text{sh } \frac{\pi}{\delta} y &\approx \frac{\pi}{\delta} y, \end{aligned} \quad (4.25)$$

Cu aceste aproximații, ecuația simplificată care descrie talpa polară este:

$$y = \frac{\delta_0}{\cos \frac{\pi}{\delta} x} \quad (4.26)$$

Această ecuație descrie cu suficientă precizie pentru necesități practice, forma conturului tălpii polare, care satisface

optimul considerat din punctul de vedere al inducției în limitele unei acoperiri polare de 0,6 - 0,8 din pasul polar.

În practică, în unele situații, chiar forma simplificată (4.26) a ecuației nu se poate respecta. De aceea uneori se alege o soluție care simplifică și mai mult tehnologia - se prelucrează talpa după un arc de cerc care se apropie ca formă de curbă descrisă de ecuația simplificată. Mașina sincronă pentru care s-au făcut măsurătorile în vederea determinării structurii cîmpului din întrefier (aceeași mașină pentru care s-au determinat parametrii electromagnetici) se găsește în această situație, adică are talpa polară prelucrată după un arc de cerc, de rază mai mică decât raza rotorului. Rotorul astfel realizat a fost prezentat în fig. 3.20

4.1.3. Realizarea condițiilor de optim la o mașină cu poli înecați.

În această situație, întrefierul fiind constant, repartiția inducției este dată de curba solenatiei, la care se adaugă anumite influențe. Forma de repartiție a inducției care apare la majoritatea mașinilor, corespunde unei variații liniare trapezoidale (cu modulare în trepte). Se consideră soluția constructivă clasică, în care rotorul este prevăzut cu un "dinte" în axa "d" de lățime mare.

Inducția magnetică corespunzătoare rotorului este simetrică față de axa "d", și se raportează la inducția maximă din dreptul dintelui mare rotorului. Ca urmare limitarea $B(x) \leq B_{\max}$ se va pune sub forma:

$$B(x) \leq 1 \quad (4.27)$$

Avînd în vedere cele două condiții de optim mai importante analizate anterior, adică minimumul sumelor S_1 și S_2 din (4.3) și (4.4), se pot formula următoarele două probleme de proiectare optimă:

Problema 1. Să se găsească funcția $B(x)$, care se supune limitării (4.27) și condițiilor la capete:

$$B(0) = B(\pi) = 0, \quad (4.28)$$

care la o mărime dată a primei armonici, realizează minimum sumei patratelor amplitudinilor armonicilor superioare, adică minimum funcției (4.3).

Problema 2. Să se găsească funcția $B(x)$, cu care în aceleași condiții (4.27) și (4.28), să se obțină minimumul funcției (4.4).

Rezolvarea acestor probleme se complică prin aceea că funcțiile (4.3) și (4.4) sînt date sub forma unor serii infinite. Folosind egalitatea lui Parseval /84/, /85/, /91/, aceste funcții se pot pune sub forma unor integrale definite, ceea ce permite utilizarea formulelor obișnuite din calculul variațional.

Din relația lui Parseval:

$$\sum_{n=1}^{\infty} b_n^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} B^2(x) dx$$

extrăgînd armonica fundamentală se obține:

$$\sum_{n=3}^{\infty} b_n^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} (B - b_1 \sin x)^2 dx \quad (4.29)$$

în care s-a notat cu b_1 amplitudinea armonicii fundamentale.

În mod analog se deduce relația de calcul pentru criteriul (4.4) care dă minimumul pierderilor prin curenți turbionari:

$$\sum_{n=3}^{\infty} n^2 b_n^2 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{dB}{dx} - b_1 \cos x \right)^2 dx. \quad (4.30)$$

S-a ajuns la următoarea problemă de calcul variațional: să se găsească funcția $B(x)$ care satisface condiția de limitare (4.27) și condiția la capete (4.28), care la o mărime dată a amplitudinii primei armonici:

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} B \sin x dx \quad (4.31)$$

este integrala minimă (4.29), respectiv integrala (4.30).

Conform /84/, /85/, /91/, condiția necesară și suficientă ca integrala (4.29) să fie minimă, adică $B(x)$ să fie extremală a integralei (4.29), este ca $B(x)$ să fie soluție a ecuației lui Euler de forma:

$$\frac{\partial L}{\partial B} - \frac{d}{dx} \left(\frac{\partial L}{\partial B'} \right) = 0 \quad (4.32)$$

în care B' este derivata în raport cu x a funcției $B(x)$, iar L e o funcție auxiliară care rezultă din exprimarea generală a integra-

lei :

$$J(B) = \int_{a=0}^{b=\bar{b}} L(x, B, B') dx.$$

deci L este o funcție de x , de inducție B și de derivata B' a inducției /91/. In cazul considerat al problemei 1, relația (4.29), variabila B' lipsește, funcția auxiliară este:

$$L_1 = L_1(x, B)$$

iar ecuația lui Euler devine:

$$\frac{\partial L_1}{\partial B} = 0.$$

Ca urmare funcția auxiliară se poate exprima:

$$L_1 = (B - b_1 \sin x)^2 + \lambda_0 B \sin x \quad (4.33)$$

in care λ_0 este multiplicatorul Lagrange (constantă reală) care se determină în continuare. Prin înlocuire, ecuația lui Euler devine:

$$\frac{\partial L_1}{\partial B} = 2[B(x) - b_1 \sin x] + \lambda_0 \sin x = 0$$

din care rezultă curba extremală pentru criteriul (4.3) sub forma:

$$B(x) = (b_1 - \frac{\lambda_0}{2}) \sin x \quad (4.34)$$

sau exprimarea simplificată:

$$B(x) = a \sin x \quad (4.34')$$

Prin urmare funcția $B(x)$, soluție pentru problema 1, este $a \sin x$, acolo unde $a \sin x \leq 1$ și $B(x) = 1$, acolo unde $a \sin x > 1$. Acest tip de variație este reprezentat în fig.4.3, curba 1.

Deoarece funcția L_1 este degenerată, adică

$$\frac{\partial^2 L_1}{\partial B'^2} = 0$$

condiția de continuitate a tangentelor nu este obligatorie.

Valoarea amplitudinii primei armonici b_1 și mărimea sumei seriei (4.3) depind de coeficientul "a" din (4.34').

Valorile $a < 1$, sînt neraționale (mașina este slab folosită),

, deoarece se obține o valoare diminuată pentru maximul inducției din întrefier. Pentru $a > 1$, amplitudinea primei armonici crește, iar suma seriei (4.3) crește.

Ca urmare este necesar să se stabilească o valoare intermediară pentru a . Sînt semnificative rezultatele calculelor privind calitatea curbei de repartiție a inducției, pentru mașini tip turbogenerator [7], evaluată cu criteriile S_1 din (4.3) și S_2 din (4.4), funcție de lățimea dintelui raportată la întreg intervalul polilor - Fig.4.3 și 4.4.

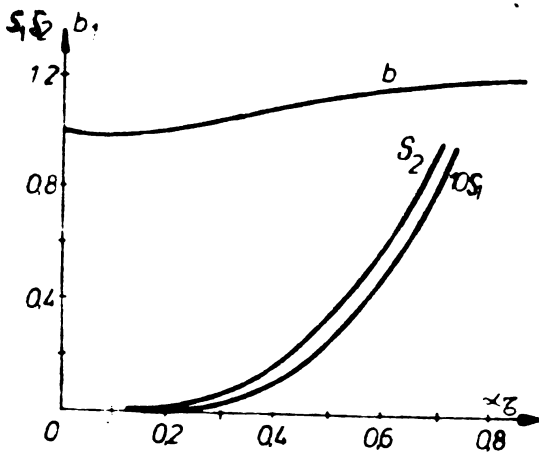


Fig 4.4. a

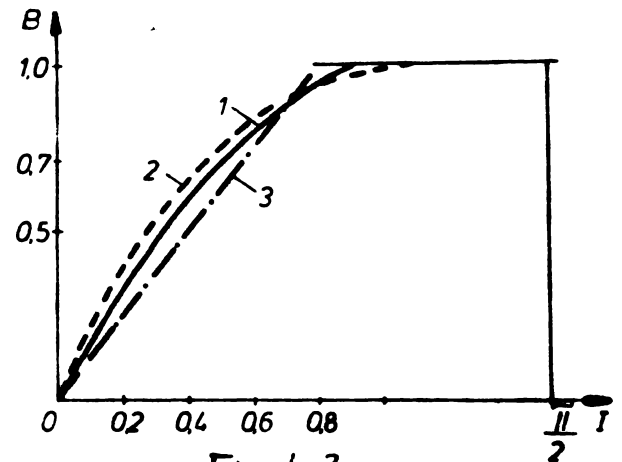


Fig. 4.3.

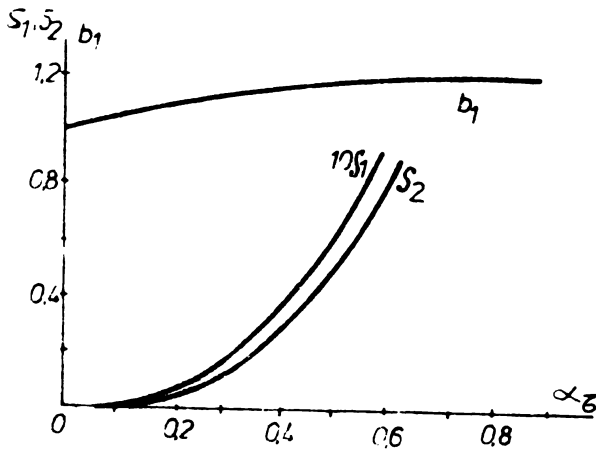


Fig 4.4. b

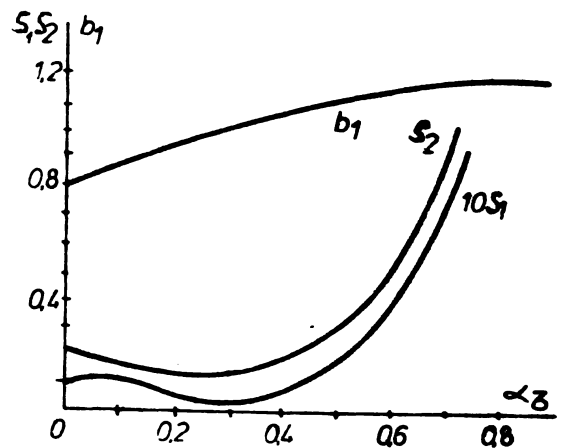


Fig 4.4. c.

În fig.4.4 sînt date grafic rezultatele acestor calcule: variația amplitudinii primei armonici și valorile criteriilor S_1 și S_2 .

În concluzie pentru problema 1, soluția este dată de o funcție compusă din două tipuri de variație: o variație sinusoidală

dată de (4.34) și un palier - inducție constantă în dreptul dintelui. Valoarea coeficientului variației sinusoidale rezultă în funcție de cazul concret considerat, corelând amplitudinea fundamentalei cu minimul seriei (4.3).

Pentru problema 2, funcția $B(x)$, pentru care integrala (4.30) devine minimă, funcția auxiliară /91/, trebuie să satisfacă ecuația lui Euler:

$$L_2 = \left(\frac{dB}{dx} - b_1 \cos x\right)^2 + \lambda_0 B \sin x, \quad (4.36)$$

ecuație care ia forma:

$$\lambda_0 \sin x - 2 \frac{d}{dx} (B' - b_1 \cos x) = 0 \quad (4.37)$$

sau

$$\lambda_0 \sin x - 2(B'' + b_1 \sin x) = 0$$

$$\lambda_0 \sin x - 2B'' - 2b_1 \sin x = 0$$

Deci:

$$B'' = \frac{d^2 B}{dx^2} = \left(\frac{\lambda_0}{2} - b_1\right) \sin x$$

$$B' = \frac{dB}{dx} = \left(\frac{\lambda_0}{2} - b_1\right) \int \sin x \, dx = \left(b_1 - \frac{\lambda_0}{2}\right) \cos x + C_1.$$

Curba de repartiție a inducției sub forma generală este:

$$B(x) = \left(b_1 - \frac{\lambda_0}{2}\right) \sin x + C_1 x + C_2 \quad (4.38)$$

Această relație (4.38) reprezintă curba extremală care satisface minimul relației (4.30) și prin urmare este soluția problemei 2, cînd repartiția inducției este compusă dintr-o variație de tip (4.38) și un palier $B=1$. Deoarece funcția auxiliară nu este degenerată:

$$\frac{\partial^2 L_2}{\partial B'^2} = 2 > 0, \quad (4.39)$$

în punctul atașat extremei și frontierele domeniului $B=1$ trebuie să se îndeplinească condiția de continuitate a tangentelor, adică la $B=1$ derivata $\frac{\partial B}{\partial x}$ din (4.38) trebuie să se anuleze deoarece la frontiera domeniului $\frac{\partial B}{\partial x} = 0$.

Deoarece curba inducției este simetrică față de axa d trebuie analizat intervalul $0 \leq x \leq \frac{\pi}{2}$.

Din $B(0) = 0$ rezultă coeficientul $C_2 = 0$.

Dacă x_0 este valoarea pentru care $B=1$, condițiile $B(x_0)=1$ și $B'(x_0)=0$ (racordarea tangențelor) conduc la sistemul:

$$\left(b_1 - \frac{\lambda_0}{2}\right) \cos x_0 + C_1 = 0 \quad (4.40)$$

$$\left(b_1 - \frac{\lambda_0}{2}\right) \sin x_0 + C_1 x_0 = 1$$

din care rezultă coeficientul

$$C_1 = \left(\frac{\lambda_0}{2} - b_1\right) \cos x_0 \quad (4.41)$$

Forma curbei inducției este dată în fig.4.3 curba 2, iar în fig.4.4.a, sînt date amplitudinile primei armonici și valorile criteriilor de calitate (S_1 și S_2), în funcție de raportul părții intervalului polar neocupat de înfășurare și întreg intervalul polar.

Se observă că variația inducției pentru care funcționala 4.3 este minimă, este apropiată de cea pentru care funcționala 4.4 este minimă. Pentru comparație, sînt date în fig.4.4.c amplitudinea primei armonice și valorile rezultate din funcționalele 4.3 și 4.4 la o variație local liniară a inducției, care apare în mod obișnuit la turbogeneratorul de construcție clasică.

$$B = \begin{cases} Kx & 0 \leq x \leq \frac{1}{K} \\ 1 & \frac{1}{K} \leq x \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad \text{Fig.(4.3) curba 3}$$

În fig.4.4 variabilă este raportul părții neocupate de înfășurare ("dinte rotoric mare"), la întreg intervalul polar, observîndu-se că cel mai bun raport este apropiat de 1/3, ceea ce se și realizează la majoritatea mașinilor cu poli înecați.

Curba apropiată de variația local liniară - curba 3 din fig. 4.3, este caracteristică pentru toate mașinile actuale cu creștături egale, la care în fiecare creștătură se găsește un număr egal de conductoare. Curbele din fig.4.4 arată că această variație local liniară a inducției nu este optimă din punctul de vedere considerat, dar este simplă ca utilizare.

Astfel dacă se dă amplitudinea primei armonice $b_1 = 1,05$ (care apare usual la mașinile sincrone cu poli înecați), la o înfășurare cu dinte rotoric care ocupă aproximativ 1/3 din intervalul

polar, utilizarea unei variații de forma soluției (4.38) cu determinarea (4.39), permite ca în comparație cu situația obișnuită să se micșoreze suma patratelor armonicilor superioare aproximativ de două ori, iar suma seriei (4.4) care determină pierderile prin curenți turbionari ai armonicilor superioare, aproximativ de șapte ori.

Aplicație pentru o înfășurare cu două zone la o mașină sincronă tip turbogenerator.

Respectarea cu strictețe a repartițiilor optime ale inducției, prezentate anterior pentru mașina cu poli înecați conduce la complicații tehnice care fac insuficientă aplicarea practică a acestor soluții. De aceea se caută soluții de compromis care să fie mai ușor de realizat tehnic și care aproximează satisfăcător curbele optime pentru repartiție /6/, /7/, /9/, /63/.

Având în vedere funcțiile analitice care dau repartizarea inducției magnetice în întrefier, optimă din punctul de vedere al criteriilor S_1 sau S_2 , se analizează o astfel de soluție de compromis care se utilizează la turboeneratoarele de mare putere /7/, prezentată principal în fig.4.5.

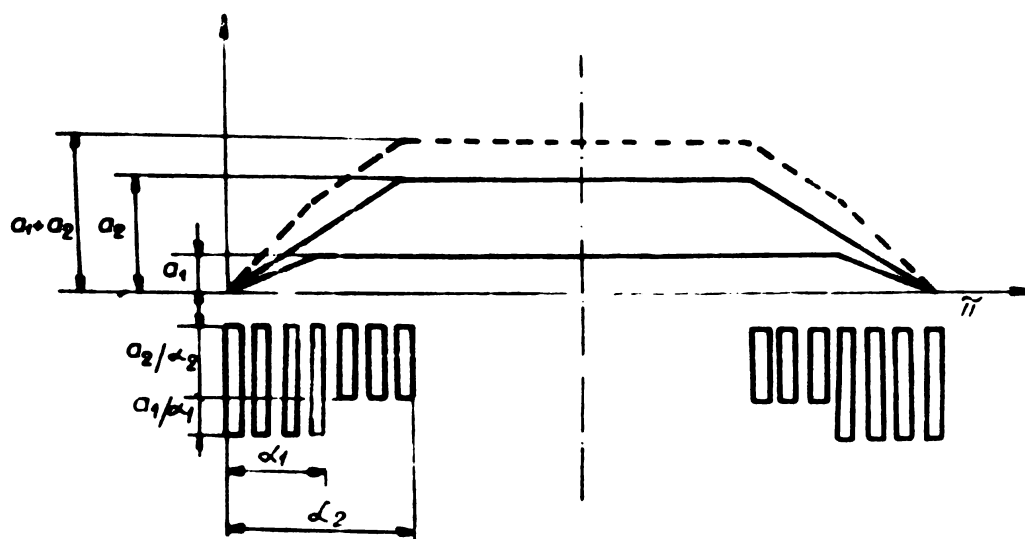


Fig. 4.5

Variațiile găsite pe primul domeniu $0 \leq x \leq x_0$ (deci sinusoidă, sau sinusoidă și variație liniară) se pot aproxima cu segmente de dreaptă, deci cu repartiții liniare ale solenității, pe domenii, ceea ce este mult mai ușor de realizat în practică. Înfa-

șurarea se poate realiza cu două tipuri de crestături - fig.4.5, obținându-se cîte o variație liniară a solenației pentru cele două înălțimi ale crestăturilor. Dezvoltînd cele două repartiții trapezoidale ale tensiunii magnetomotoare în serie Fourier, /84/, /91/, /139/, cu notațiile din fig.4.5 se obține:

$$F_1 = \frac{4}{\pi} \frac{a_1}{\alpha_1} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n x \sin n \alpha_1}{n^2} \quad (4.42)$$

$$F_2 = \frac{4}{\pi} \frac{a_2}{\alpha_2} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin n x \sin n \alpha_2}{n^2}$$

Considerăm amplitudinea armonicii fundamentale constantă, adică:

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \left[\frac{a_1 \sin \alpha_1}{\alpha_1} + \frac{a_2 \sin \alpha_2}{\alpha_2} \right] = ct \quad (4.43)$$

Pentru ca armonicile de ordinul 3,5,7 să se anuleze, adică

$$A_3 = A_5 = A_7 = 0 \quad \bullet \bullet$$

trebuie ca: -

$$\begin{aligned} \frac{a_1 \sin 3\alpha_1}{\alpha_1} + \frac{a_2 \sin 3\alpha_2}{\alpha_2} &= 0 \\ \frac{a_1 \sin 5\alpha_1}{\alpha_1} + \frac{a_2 \sin 5\alpha_2}{\alpha_2} &= 0 \\ \frac{a_1 \sin 7\alpha_1}{\alpha_1} + \frac{a_2 \sin 7\alpha_2}{\alpha_2} &= 0 \end{aligned} \quad (4.44)$$

Se caută o relație între α_1 și α_2 și o relație între a_1 și a_2 . Deoarece sînt trei ecuații, una din ele este identitate. Ca urmare relațiile dintre α_1 și α_2 , a_1 și a_2 , trebuie căutate în condițiile în care este satisfăcută relația:

$$\sin n\alpha_1 = \sin n\alpha_2 = 0. \quad (4.45)$$

aceasta înseamnă că arcele α_1 și α_2 trebuie să fie măsurabile în unități de $\frac{\pi}{n}$, iar raportul lor trebuie să fie un număr întreg, adică:

$$\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = K ; \quad (K = 2,3,4,\dots)$$

Arcul total pe care se poate repartiza excitatie este mai mic decit jumătate din intervalul polar, adică:

$$\alpha < \frac{\pi}{2}$$

De aici rezultă că armonica de ordinul 3 nu poate îndeplini condiția anterioară.

Pentru celelalte armonici soluția trebuie căutată pentru valorile din tabelul de mai jos, obținut cu condițiile anterioare:

n	$\alpha_1 = \frac{1}{n} \pi$	$\alpha_2 = \frac{K}{n} \pi$
5	$\frac{1}{5} \pi$	$\frac{2}{5} \pi$
7	$\frac{1}{7} \pi, \frac{2}{7} \pi$	$\frac{2}{7} \pi, \frac{3}{7} \pi$
9	$\frac{1}{9} \pi, \frac{2}{9} \pi, \frac{3}{9} \pi$	$\frac{2}{9} \pi, \frac{3}{9} \pi, \frac{4}{9} \pi$

Pentru a anula o armonică este necesar ca pentru ordinul respectiv amplitudinile să fie egale și de semne opuse.

Cu $K = 2$ se obține:

$$\alpha_1 = \frac{1}{5} \pi \text{ și } \alpha_2 = \frac{2}{5} \pi, \text{ Pentru ca armonică de ordinul } n \text{ să se anuleze trebuie ca:}$$

$$\frac{a_2}{a_1} \sin n\alpha_1 + \sin n\alpha_2 = 0$$

Pentru $K = 2$ obținem:

$$2 \frac{a_1}{a_2} \sin n\alpha_1 + \sin n\alpha_2 = 0 \quad (4.46)$$

Pentru $\alpha_1 = \frac{1}{5} \pi$ și $\alpha_2 = \frac{2}{5} \pi$ armonică de ordinul 5 nu există și pentru ca armo-

nica de ordinul 3 să se anuleze, trebuie ca:

$$2 \frac{a_1}{a_2} \sin 3 \cdot \frac{1}{5} \pi + \sin 3 \cdot \frac{2}{5} \pi = 0$$

adică

$$2 \frac{a_1}{a_2} \cdot 0,951 - 0,5877 = 0$$

de unde rezultă:

$$2 \frac{a_1}{a_2} = 0,618 \quad \text{și} \quad \frac{a_1}{a_2} = 0,309 \quad (4.47)$$

Soluțiile analizate anulează și armonicile de ordinul 7, 3+10 K, 5+10 K, 7+10 K, așa cum se verifică cu relația (4.46):

n	3	5	7	3+10 K	5+10 K	7+10 K
$n\alpha_1$	$\frac{3}{5}\pi$	π	$\frac{7}{5}\pi$	$\frac{23}{5}\pi$	5π	$\frac{27}{5}\pi$
$0,618\sin n\alpha_1$	0,5877	0	-0,5877	0,5877	0	-0,5877
$n\alpha_2$	$\frac{6}{5}\pi$	2π	$\frac{14}{5}\pi$	$\frac{46}{5}\pi$	10π	$\frac{54}{5}\pi$
$\sin n\alpha_2$	-0,5877	0	0,5877	-0,5877	0	0,5877

Lu $\frac{\alpha_2}{\alpha_1} = K = 2$ înseamnă că din totalul creștăturilor, jumătate se iau cu dimensiuni diferite (fig.4.5) iar arcul pe care se ~~extind~~ creștăturile cu dimensiune mai mică, este egal cu arcul pe care se extind creștăturile cu dimensiune mai mare.

Relativ la înălțimea creștăturilor, considerând aceeași densitate de curent pentru toate conductoarele înfășurării de excitație, raportul înălțimilor va fi:

$$K_c = \frac{h_{c \text{ mare}}}{h_{c \text{ mic}}} = \frac{\frac{a_1}{\alpha_1} + \frac{a_2}{\alpha_2}}{\frac{a_2}{\alpha_2}} = \frac{a_1}{a_2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} + 1$$

care în cazul considerat este:

$$K_c = 0,618 + 1 = 1,618$$

La aceeași lățime a creștăturilor, raportul dintre numărul de spire din creștăturile înalte și numărul de spire din creștăturile mai mici, trebuie să fie egal cu K_c .

Deoarece numărul de spire trebuie să fie întreg, rapoartele de numere de spire 13:8 și 8:5 sînt cele mai apropiate de valoarea rezultată pentru K_c .

Ca urmare, cu rapoartele numerelor de spire tehnice realizabile $K_{c1} = 1,625$ și $K_{c2} = 1,6$, armonicile de ordinul 3, 5, 7, 3+10K, 5+10K și 7+10K vor fi foarte mici. Acestea nu lipsesc efectiv din spectrul câmpului tocmai datorită diferențelor dintre valorile acestor rapoarte și valoarea ideală 1,618. Este util de văzut, în aceste condiții practice, cât de mari sînt amplitudinile armonicilor menționate, comparativ cu armonica fundamentală.

Din (4.43), amplitudinea armonicii fundamentale se poate scrie:

$$A_1 = \frac{4}{\pi} \frac{a_2}{\alpha_2} \left(\frac{a_1}{a_2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 \right) \quad (4.48)$$

iar din (4.42) rezultă pentru amplitudinea armonicii de ordinul n:

$$A_n = \frac{4}{\pi} \frac{1}{n^2} \frac{a_2}{\alpha_2} \left(\frac{a_1}{a_2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \sin n\alpha_1 + \sin n\alpha_2 \right) \quad (4.49)$$

Prin raportare rezultă:

$$\frac{A_n}{A_1} = \frac{1}{n^2} \frac{\frac{a_1}{a_2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \sin n\alpha_1 + \sin n\alpha_2}{\frac{a_1}{a_2} \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \sin \alpha_1 + \sin \alpha_2} \quad (4.50)$$

Calculul termenilor care intră în relația (4.50) pentru cele două valori K_{c1} și K_{c2} este prezentat sintetic în tabelul T4.4, în funcție de ordinul armonicii.

În tabelul T4.4 s-a notat:

$$N_1(n) = \frac{0,625 \sin n\alpha_1 + \sin n\alpha_2}{n^2}$$

$$N_2(n) = \frac{0,6 \sin n\alpha_1 + \sin n\alpha_2}{n^2}$$

Cu acestea, se obțin valorile procentuale ale armonicilor menționate, față de fundamentală, pentru K_{c1} și K_{c2} , prezentate în tabelul T.4.2 în funcție de ordinul armonicii.

Tabelul T4.1

n	3	5	7	23	25	27
$n\alpha_1$	$\frac{3}{5}\pi$	π	$\frac{7}{5}\pi$	$\frac{23}{5}\pi$	5π	$\frac{27}{5}\pi$
$0,625 \sin n\alpha_1$	0,59441	0	-0,59441	0,59441	0	-0,59441
$0,6 \sin n\alpha_1$	0,57063	0	-0,57063	0,57063	0	-0,57063
$n\alpha_2$	$\frac{6\pi}{5}$	2π	$\frac{14}{5}\pi$	$\frac{46}{5}$	10π	$\frac{54}{5}\pi$
$N_1(n)$	7,351. .10 ⁻⁴	0	-1,352. .10 ⁻⁴	1,253. .10 ⁻⁵	0	-9,087. .10 ⁻⁶
$N_2(n)$	-1,305. .10 ⁻³	0	3,5.10 ⁻⁴	-3,242. .10 ⁻⁵	0	2,352. .10 ⁻⁵

Tabelul T.4.2.



n	3	5	7	23	25	27	
A_n (% din A_1)	$K_{c1}=1,615$	5,58. .10 ⁻²	0	1,025. .10 ⁻²	9,5. .10 ⁻⁴	0	0,68. .10 ⁻³
	$K_{c2}=1,6$	0,14	0	2,6. .10 ⁻²	2,4. .10 ⁻³	0	1,8. .10 ⁻³

Din rezultatele acestor calcule rezultă că armonicile 3, 5, 7, 3+10 K, 5+10 K și 7+10 K sînt practic neglijabile față de fundamentală.

Dacă se face calculul pierderilor suplimentare pentru o astfel de înfășurare, cu coeficienții de pierderi din /122/ și se compară cu rezultatele obținute folosind coeficienții de pierderi obținuți pentru o înfășurare de tip clasic, cu $\alpha = \frac{\pi}{3}$ sau $\alpha = \frac{3\pi}{8}$ (valori utilizate în mod obișnuit la mașinile sincrone actuale, cu poli înecați), se ajunge la concluzia că soluția constructivă analizată, micșorează pierderile suplimentare de 5-6 ori. Deși tehnica se complică, avantajul acestei înfășurări este evident din punctul de vedere al randamentului și al încălzirii.

Sînt posibile și alte combinații pentru a obține o înfășurare bizonală, precum și utilizarea unor înfășurări trizonale, la care se pot anula un număr mai mare de armonici, dar necesită o formă constructivă mai complicată.

4.2. DETERMINAREA EXPERIMENTALA A REPARTITIEI CIMPULUI MAGNETIC DIN INTREFIER.

Producerea și transportul energiei electrice au loc cu pierderi minime cînd tensiunile și curenții au variații sinusoidale în timp. Dacă variația tensiunii nu este sinusoidală, randamentul și factorul de putere scad.

Toate procesele care apar la conversia electromecanică a energiei într-un generator sincron, depind de repartiția reală a cîmpului magnetic în întrefier. Această repartiție depinde de o serie de factori care nu pot fi luați în întregime în considerare în calculele de proiectare. De aceea o importanță mare o are stabilirea unor metode practice de analiză a cîmpului pentru o mașină deja construită, într-un regim oarecare de funcționare și stabilirea unor criterii practice de apreciere a unui generator, din punctul de vedere al repartiției cîmpului.

Există stabilite relații de calcul și indicații de determinare a unor mărimi care caracterizează cîmpul magnetic din întrefier, dar dificultățile apar la aplicarea practică a metodelor.

4.2.1. Metode clasice de determinare experimentală a cîmpului magnetic.

Dacă în întrefierul unui generator sincron există un cîmp magnetic cu repartiție sinusoidală în spațiu, cu lungime de undă 2τ [m], cu amplitudine constantă și care rotește cu viteza unghiulară constantă Ω /rad/sec./, tensiunea electromotoare indusă în înfășurările statorice are o variație sinusoidală în timp, cu frecvență constantă:

$$f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{p\Omega}{2\pi} \text{ /Hz / ,}$$

unde p este numărul perechilor de poli, iar ω este frecvența unghiulară a tensiunii.

În realitate, repartizarea inducției nu este sinusoidală și prin urmare câmpul magnetic din întrefier nu este o undă sinusoidală în spațiu, cu amplitudine constantă în timp. În caz general se poate exprima sub forma unei serii duble de armonici, de timp și de spațiu ale inducției, sub forma:

$$B = \sum_{K=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} B_{iK} \sin(i\omega t + \frac{K\tau}{\tau} x + \varphi_{iK}) \quad (4.51)$$

unde:

B_{iK} - amplitudinea armonicii câmpului de ordinul i de timp și de ordinul K de spațiu;

ω - frecvența unghiulară;

x - coordonata curentă a punctului considerat pe circumferința interioară a statorului.

τ - pasul polar;

φ_{iK} - faza armonicii de ordinul i de timp și K de spațiu.



Principalele metode de determinare a câmpului magnetic din întrefierul mașinilor electrice de curent alternativ /12/, /24/, /36/, /60/, /107/ prevăd măsurători sau măsurători combinate cu calcule analitice. Măsurătorile se referă la instalații (sonde) plasate pe circumferința mașinii, cu unul sau mai multe conductoare de măsură, paralele cu axa mașinii, sau cu o anumită înclinație față de axă. T.e.m. indusă în astfel de spire, este suma t.e.m. de diferite frecvențe, fiecare din ele induse de anumite armonici de spațiu rotitoare în sens direct și în sens invers. Atât armonicile de spațiu cât și cele de timp ale câmpului conduc la componente armonice de timp în tensiunile induse. Deci sondele de acest tip nu fac distincție între armonicile de spațiu și armonicile de timp. Ca urmare analiza Fourier a tensiunilor obținute prin aceste sonde, dă numai informații globale despre mai multe componente de spațiu și de timp ale câmpului.

4.3.2. Metodă experimentală de studiu a câmpului din întrefier cu separarea numerică a armonicilor - metoda filtrelor de spațiu.

Pentru a înlătura dezavantajele menționate, în ultimul timp s-au întreprins cercetări pentru a obține pe cale experimentală influența unui număr restrâns de armonici de spațiu ale inducției din

întrefier și separarea armonicilor de spațiu de cele de timp /5/, /6/, /7/, /8/, /10/, /45/, /47/.

De asemenea o atenție deosebită este acordată în vederea determinării câmpurilor suplimentare care apar la mașinile sincrone de putere mare /4/, /5/, /12/, /34/, /100/.

Pentru determinarea și separarea armonicilor de spațiu și de timp ale câmpului magnetic din întrefier, este util să se folosească sonde de măsură, cu conductoare repartizate sinusoidal pe circumferința statorică, cu lungime de undă (perioada în spațiu), aceeași cu lungimea de undă a armonicii de spațiu studiate. Astfel de înfășurări de măsură pot fi definite ca "filtre de spațiu" deoarece separă anumite armonici de spațiu ale inducției magnetice, încât coeficientul global de bobinaj al unei astfel de înfășurări, pentru toate celelalte armonici (în afara celei studiate) este egal cu zero. Din punct de vedere funcțional poate fi făcută o analogie a acestor sonde-filtru, cu filtrele folosite în electronică, tip "trece-bandă", numai în cazul considerat ^{ca} mărimea de referință este inducția magnetică din întrefier.

Descompunerea curbei tensiunii electromotoare induse într-o astfel de înfășurare, construită pentru o anumită armonică de spațiu a câmpului magnetic, în serie Fourier, dă componentele armonice de timp ale câmpului, care corespund armonicii de spațiu pentru care a fost realizat filtrul. Dacă o anumită armonică de spațiu a câmpului magnetic din întrefier nu conține armonici de timp, tensiunea înregistrată la filtrul corespunzător are o variație pur sinusoidală.

Pentru determinarea sensului de rotație a câmpului și pentru a găsi armonicile de spațiu și separat cele de timp ale câmpului, se folosesc pentru fiecare tip de armonică, simultan două înfășurări de măsură sinusoidale, cu aceeași lungime de undă, defazate una față de alta cu un anumit unghi. Este util, să se defazeze aceste înfășurări cu un sfert de lungime de undă - fig.4.6.

Prin repartizarea sinusoidală a filtrului de spațiu se înțelege repartizarea conductorului sondei sub forma unei sinusoidale, de amplitudine aleasă în planul rezultat din sectionarea cilindricului statoric după generatoare și desfășurarea lui, și care are axa de variație a variabilei independente, după sensul de mișcare al rotorului față de stator.

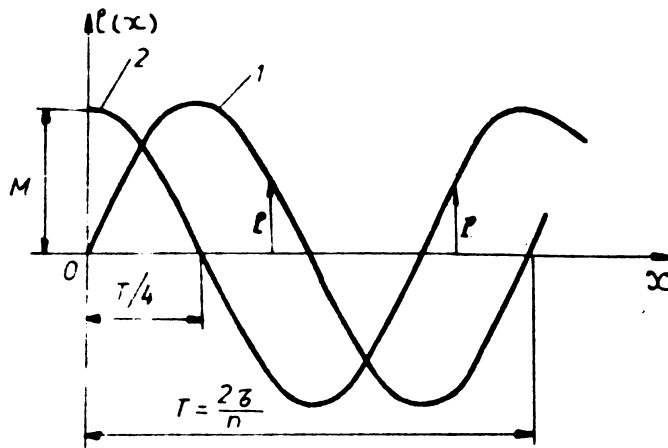


Fig.4.6. Principiul de repartizare a înfășurărilor de măsură.

O astfel de metodă permite să se determine amplitudinile, fazele și sensul de rotație pentru armonicile de spațiu și de timp ale câmpului magnetic.

Cu forma sinusoidală a înfășurării de măsură acoperind doi pași polari, de amplitudine M - fig.4.6, lungime de undă $T = \frac{2\tau}{n}$, unde n este numărul de alternanțe pe intervalul polar și în același timp ordinul armonicii pe care dorim să o analizăm, fluxul înfășurării este:

$$\Phi = \int_0^{nT} B \, ds \quad (4.52)$$

în care se consideră inducția sub forma seriei duble din (4.51).

$$\begin{aligned} \Phi &= \int_0^{nT} \sum_{K=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} B_{iK} \sin(i\omega t + \frac{K\tau}{\sigma} n + \varphi_{iK}) \, dx = \\ &= \sum_{K=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} \int_0^{nT} B_{iK} \sin(i\omega t + \frac{K\tau}{\sigma} x + \varphi_{iK}) M \sin \frac{n\tau}{\sigma} \, dx \end{aligned} \quad (4.53)$$

în care s-a luat ordonata filtrului pentru un punct curent de abscisă x de pe periferia mașinii:

$$l = M \sin \frac{n\tau}{\sigma} x \quad (4.54) \text{ fig. 4.6, care constituie și condi-}$$

ția constructivă a filtrului.

Tensiunea indusă în înfășurarea 1 a filtrului este:

$$e_1 = - \frac{d\Phi}{dt} = - M \sum_{K=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} i\omega B_{iK} \int_0^{nT} \cos(i\omega t + \frac{K\pi}{\zeta} x + \varphi_{iK}) \sin \frac{n\pi}{\zeta} dx \quad (4.55)$$

Pentru armonicile superioare, această tensiune poate fi exprimată după cum urmează:

$$e_1 = \begin{cases} 0 & \text{pt. } n \neq \pm K \\ +M \omega \zeta \sum_{i=1}^{\infty} i B_{i(+k)} \sin[i\omega t + \varphi_{i(+k)}] & \text{pt. } n = +K \\ -M \omega \zeta \sum_{i=1}^{\infty} i B_{i(-k)} \sin[i\omega t + \varphi_{i(-k)}] & \text{pt. } n = -K \end{cases} \quad (4.56)$$

În aceste relații (4.56) este sintetizată de fapt esența principiului filtrelor de spațiu.

În acest fel, în înfășurarea sinusoidală de ordinul n (sau în filtrul de spațiu de ordinul n), se induc tensiuni electromotoare numai de acele armonici de spațiu ale câmpului, a căror perioadă de repartizare în spațiu coincide cu perioada (lungimea de undă) acoperită de înfășurarea sinusoidală ($n = \pm k$). Important este că toate celelalte armonici de spațiu ale câmpului magnetic din întrefier nu induc tensiuni electromotoare în această sondă ($e_1 = 0$ pt. $n \neq \pm k$).

Se poate trage concluzia, conform relației (4.56) că această înfășurare-sondă "filtrează" din multitudinea de armonici de spațiu ale câmpului, o singură armonică de spațiu $n = \pm k$, respectiv la bornele ei obținându-se tensiunea indusă numai de această armonică de spațiu. Evident că această armonică de spațiu poate să conțină o serie de armonici de timp, care vor deforma curba t.e.m. induse în filtru, dar se va ști precis că deformarea apare numai datorită armonicilor de timp corespunzătoare a două armonici de spațiu (de același ordin, dar una rotind în sens direct, iar cealaltă rotind în sens invers $n = \pm k$). Se mai poate spune că tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea sinusoidală de ordinul

n reprezintă, în caz general, o sumă de armonici de timp, create de armonicile de spațiu ale câmpului magnetic rotitoare în sens direct, respectiv în sens invers, de același ordin $n = \pm k$. Ca urmare dacă se face o analiză Fourier a unei astfel de înregistrări, fundamentala corespunde repartiției spațiale a inducției de ordinul n , iar armonicile superioare corespund armonicilor de timp, continute de armonica de spațiu de ordinul $n = \pm k$.

Pentru determinarea sensului de rotație și separarea cîmpurilor pulsatorii, se instalează suplimentar pe lângă prima înfășurare, o a doua înfășurare (înfășurarea 2 din fig.4.6) cu aceeași perioadă $T = \frac{2\zeta}{n}$, dar defazată față de prima pe circumferința statorului.

T.e.m. indusă în această înfășurare defazată față de prima cu un sfert de perioadă $-T/4$ - este:

$$e_2 = -M \sum_{K=-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} i \omega B_{iK} \int_0^{2\zeta} \cos(i\omega t + \frac{K\pi}{\zeta} x + \varphi_{iK}) \cos \frac{n\pi}{\zeta} x dx \quad (4.57)$$

$$e_2 = \begin{cases} 0 & \text{pt. } n = \pm k \\ -M\omega\zeta \sum_{i=1}^{\infty} i B_{i(+K)} \cos [i\omega t + \varphi_{i(+K)}] & \text{pt. } n = +k \\ -M\omega\zeta \sum_{i=1}^{\infty} i B_{i(-K)} \cos [i\omega t + \varphi_{i(-K)}] & \text{pt. } n = -k \end{cases} \quad (4.58)$$

Armonica de spațiu de ordinul k , induce în prima înfășurare tensiunea electromotoare:

$$e_{1k} = M\omega\zeta \sum_{i=1}^{\infty} i [B_{i(+K)} \sin(i\omega t + \varphi_{i(+K)}) - B_{i(-K)} \sin(i\omega t + \varphi_{i(-K)})] \quad (4.59)$$

și în a doua înfășurare defazată față de prima cu un sfert de perioadă, tensiunea electromotoare:

$$e_{2k} = -M\omega\zeta \sum_{i=1}^{\infty} i [B_{i(+K)} \cos(i\omega t + \varphi_{i(+K)}) + B_{i(-K)} \cos(i\omega t + \varphi_{i(-K)})] \quad (4.60)$$

Tensiunile electromotoare induse de armonicile de ordinul i de timp, corespunzătoare armonicii de ordinul k de spațiu a câmpului, sînt:

$$e_{1iK} = A_{1iK} \sin(i\omega t + \psi_{1iK}) \quad (4.61)$$

$$e_{2iK} = A_{2iK} \sin(i\omega t + \psi_{2iK})$$

Comparînd aceste expresii, cu expresiile obținute pentru e_{1K} și pentru e_{2K} , rezultă:

$$e_{1iK} = A_{1iK} \sin(i\omega t + \psi_{1iK}) = M i\omega \zeta \left[B_{i(+K)} \sin(i\omega t + \psi_{i(+K)}) - B_{i(-K)} \sin(i\omega t + \psi_{i(-K)}) \right]$$

$$e_{2iK} = A_{2iK} \sin(i\omega t + \psi_{2iK}) = -M i\omega \zeta \left[B_{i(-K)} \cos(i\omega t + \psi_{i(+K)}) + B_{i(-K)} \cos(i\omega t + \psi_{i(-K)}) \right]$$

De aici, notînd mărimea:

$$M i\omega \zeta = D_i, \quad (4.62)$$

se obține sistemul:

$$\begin{aligned} A_{1iK} \cos \psi_{1iK} &= D_i \left[B_{i(+K)} \cos \psi_{i(+K)} - B_{i(-K)} \cos \psi_{i(-K)} \right] \\ A_{1iK} \sin \psi_{1iK} &= D_i \left[B_{i(+K)} \sin \psi_{i(+K)} - B_{i(-K)} \sin \psi_{i(-K)} \right] \\ A_{2iK} \cos \psi_{2iK} &= D_i \left[B_{i(+K)} \sin \psi_{i(+K)} + B_{i(-K)} \sin \psi_{i(-K)} \right] \\ A_{2iK} \sin \psi_{2iK} &= D_i \left[-B_{i(+K)} \cos \psi_{i(+K)} - B_{i(-K)} \cos \psi_{i(-K)} \right] \end{aligned} \quad (4.63)$$

Rezolvînd acest sistem, se găsesc amplitudinile și fazele armonicilor i de timp, corespunzătoare armonicii de ordinul K de spațiu, ale inducției din întrefier, funcție de amplitudinile și fazele rezultate din înregistrările de la filtre:

$$\psi_{i(-K)} = \operatorname{arctg} \frac{A_{2iK} \cos \psi_{2iK} - A_{1iK} \sin \psi_{1iK}}{A_{1iK} \cos \psi_{1iK} + A_{2iK} \sin \psi_{2iK}} \quad (4.64)$$

$$\Psi_{i(+K)} = \arctg \frac{A_{1iK} \sin \Psi_{1iK} + A_{2iK} \cos \Psi_{2iK}}{A_{1iK} \cos \Psi_{1iK} - A_{2iK} \sin \Psi_{2iK}} \quad (4.65)$$

$$B_{i(+K)} = \frac{1}{2 D_i} \sqrt{A_{1iK}^2 + A_{2iK}^2 + 2A_{1iK} A_{2iK} \sin(\Psi_{1iK} - \Psi_{2iK})} \quad (4.66)$$

$$B_{i(-K)} = \frac{1}{2 D_i} \sqrt{A_{1iK}^2 + A_{2iK}^2 - 2A_{1iK} A_{2iK} \sin(\Psi_{1iK} - \Psi_{2iK})} \quad (4.67)$$

Relațiile obținute pentru fazele și amplitudinile armonicilor inductiei, (4.64)...(4.67) au o importanță deosebită, indicând de fapt modul de prelucrare a semnalelor obținute de la filtrul de spațiu de ordinul k. Mărimea D_i depinde de ordinul armonicii de timp considerate și de dimensiunile geometrice ale filtrului, iar mărimile A_{1iK} , A_{2iK} , Ψ_{1iK} și Ψ_{2iK} , rezultă din analiza Fourier a semnalelor culese de la cele două filtre de spațiu de ordinul K (defazate unul față de celălalt cu un sfert de perioadă).

Cînd $B_{i(+K)} = B_{i(-K)} = B_{iK}^{**}$, au loc cîmpuri pulsatorii de amplitudine $2 B_{iK}$. Dacă una din componentele cîmpului $B_{i(+K)}$, sau $B_{i(-K)}$ este egală cu zero, are loc numai cîmp învîrtitor într-un sens sau altul cu amplitudinea $B_{i(-K)}$, sau $B_{i(+K)}$.

Analiza componentelor armonice de spațiu și de timp ale cîmpului magnetic din întrefierul turbo și hidrogenatoarelor și a altor mașini de curent alternativ, cu metoda prezentată, poate fi făcută în oricare din regimurile: sincron, asincron, simetric și nesimetric. În afara de aceasta înfășurările montate (filtrele de spațiu), pot fi folosite pentru diverse măsurători în regimuri tranzitorii și stabilizate. Pot fi determinate anumite elemente de dispersie, componente ale pierderilor suplimentare, cupluri electromagnetice, repartitia armonicilor pe grosimea întrefierului și pe dimensiunea axială a mașinii, aprecieri asupra dependenței parametrilor electromagnetici în raport cu frecvența, separarea dispersiilor ș.a.

La considerarea numai a cîmpului magnetic de excitație (funcționare în gol a mașinii), avînd în vedere o repartitie spațială periodică a inductiei care rotește numai în sens direct, relațiile se simplifică, deoarece $B_{i(-K)} = 0$ și ca urmare rezultă:

$$A_{liK} \cos \Psi_{iK} = D_i B_{i(+K)} \cos \Psi_{i(+K)} \quad (4.68)$$

Analizând simplificările care apar și în celelalte relații, se poate scrie:

$$B_{i(+K)} = \frac{A_{liK}}{D_i} = \frac{A_{liK}}{M i \omega \zeta} \quad (4.69)$$

$$\Psi_{i(+K)} = \Psi_{i(+K)} \quad (4.70)$$

De aici rezultă necesitatea, ca în acest caz particular, în întrefier să se instaleze nu două filtre identice (dar decalate cu un sfert de perioadă) pentru fiecare armonică de spațiu, ci un singur filtru pentru fiecare armonică de spațiu.

O problemă aparte este legată de frecvența de variație a înregistrărilor de la filtre, care este dată de turația rotii polare. Dacă această turație se apropie de turația nominală, frecvența oscilațiilor înregistrate la filtrele pentru armonicile superioare de spațiu devine așa de ridicată încât, pentru o prelucrare eficientă a oscilogramelor ar fi necesară o viteză de derulare a hîrtiei fotosensibile care depășește performanțele oscilografelor actuale. Precizări în legătură cu acest aspect sînt date în partea experimentală.

4.2.3. Aplicarea practică a metodei filtrelor de spațiu. Programul de prelucrare numerică a înregistrărilor. Rezultate obținute.

Metoda prezentată, pentru separarea armonicilor de spațiu, inițial a fost aplicată în cadrul contractului de cercetare științifică nr. 95/1976-1979, încheiat între Institutul politehnic "Traian Vuia" Timișoara - I.S.Reșița și Întreprinderea Construcție de Mașini Reșița. Obiectivul contractului a fost pe de o parte studiul posibilităților de încercare a mașinilor electrice de medie și mare putere pe noul stand de probă al secției de mașini electrice, și pe de altă parte, modernizarea metodelor și tehnicilor de determinare a caracteristicilor și parametrilor mașinilor electrice din profilul de fabricație al întreprinderii (mașini de putere mare, unicate, sau serii mici). Metoda a fost testată pe generatorul sincron din grupul de alimentare a standului cu caracteristicile:

$n_n = 500 \text{ rot/min.}; P = 6 \text{ MW}, f = 50 \text{ Hz}; 2 p \tau = \overline{11.1600 \text{ mm}}$

În urma analizei rezultatelor obținute /23/, /25/, ulterior metoda s-a aplicat /40/ într-o formă mai compactă, la mașina sincronă de 5000 kW, prezentată la paragraful 3.2.3, din necesitatea de a corela metoda de determinare a parametrilor electroenergetici echivalenți după cele două axe din probe de regim tranzitoriu, cu structura câmpului din întrefier.

Deoarece curba de repartiție a câmpului magnetic în întrefier este o curbă simetrică, la dezvoltarea în serie Fourier apar numai armonici impare, ceea ce face să se utilizeze filtre de spațiu de ordinul 1,3,5,...,2n+1.

Măsurătorile au fost efectuate la funcționarea în gol a mașinii, pentru determinarea structurii câmpului magnetic de excitație, considerându-se armonicile care ar fi posibil să apară, rotitoare în sens direct. De aceea pentru fiecare armonică de spațiu s-a folosit o singură înfășurare sinusoidală.

În urma consultărilor cu proiectantul mașinii CCSITEH Reșița și cu fabrica în care mașina a fost realizată (I C M-Reșița), s-a considerat suficientă analiza din punctul de vedere al armonicilor de spațiu de ordinul 1,3,5,7 și 9. Filtrul realizat practic pentru armonicile de ordinul 1,3,5 este prezentat în fotografia din fig. 4.7 iar filtrul pentru armonicile de ordinul 7 și 9 este prezentat în fotografia din fig.4.8. Din motive tehnologice nu s-au putut plasa toate filtrele pe același suport. În fig.4.8 se observă plasa în plus a unei înfășurări dreptunghiulare, similară cu sistemul clasic de investigare a câmpului, care are înălțimea aceeași cu amplitudinea filtrelor, adică M și deschiderea egală cu pasul polar τ . Cele cinci filtre cu repartizare sinusoidală în spațiu au deschiderea (perioada):

$$2\tau, \frac{2\tau}{3}, \frac{2\tau}{5}, \frac{2\tau}{7}, \frac{2\tau}{9}.$$

Tehnica de realizare a filtrelor prezentate în fig.4.7 și 4.8 este relativ simplă și constă în următoarele:

- Pe hîrtie milimetrică se precizează punctele care respectă variația sinusoidală cu perioada considerată $\frac{2\tau}{n}$, n impar. Punctele se calculează într-un număr suficient de mare, pentru ca traseul conductoarelor să nu introducă erori (în cazul considerat, pentru fiecare filtru s-au fixat punctele calculate corespunzînd unui număr de 80 - 300 de argumente).

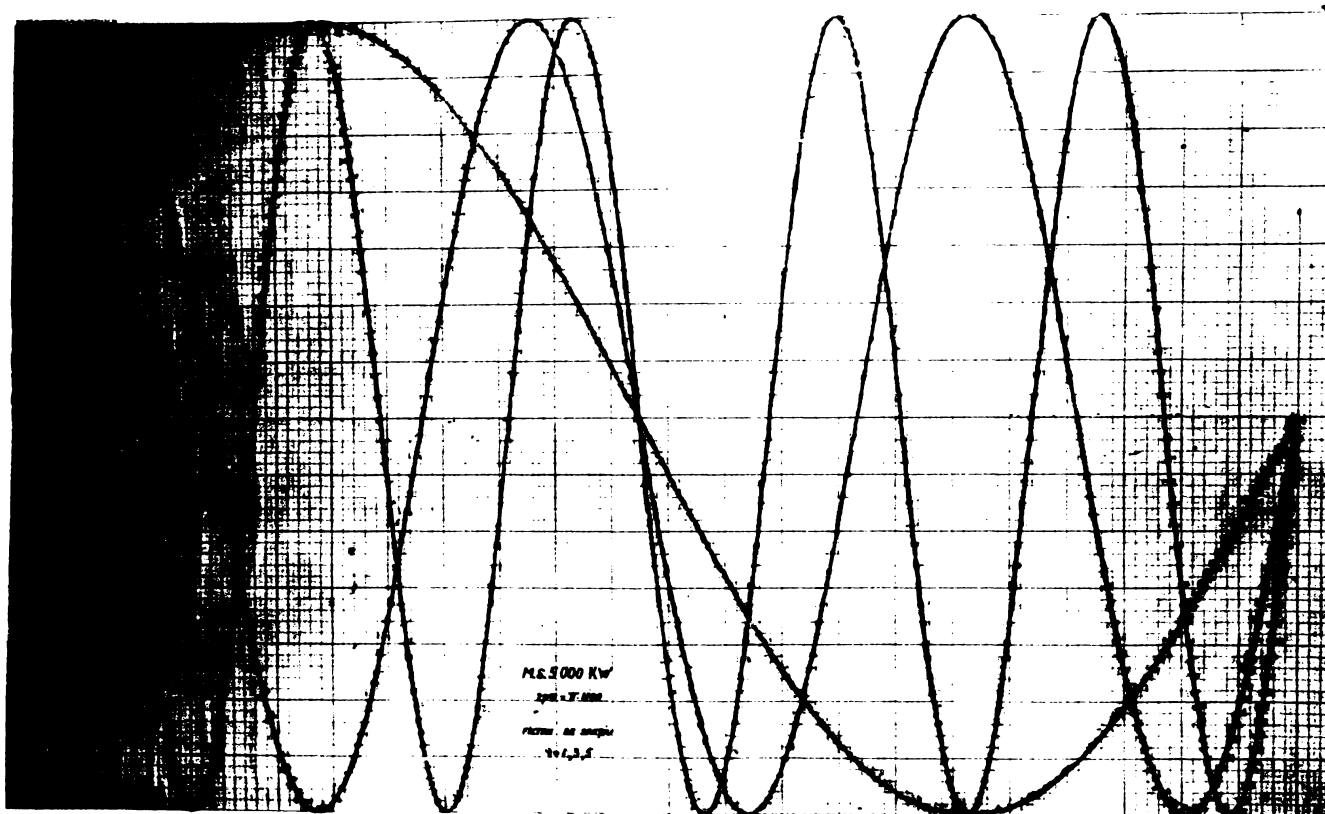


Fig.4.7. Filtrul de spațiu pentru armonicile de ordinul 1, 3, 5 .

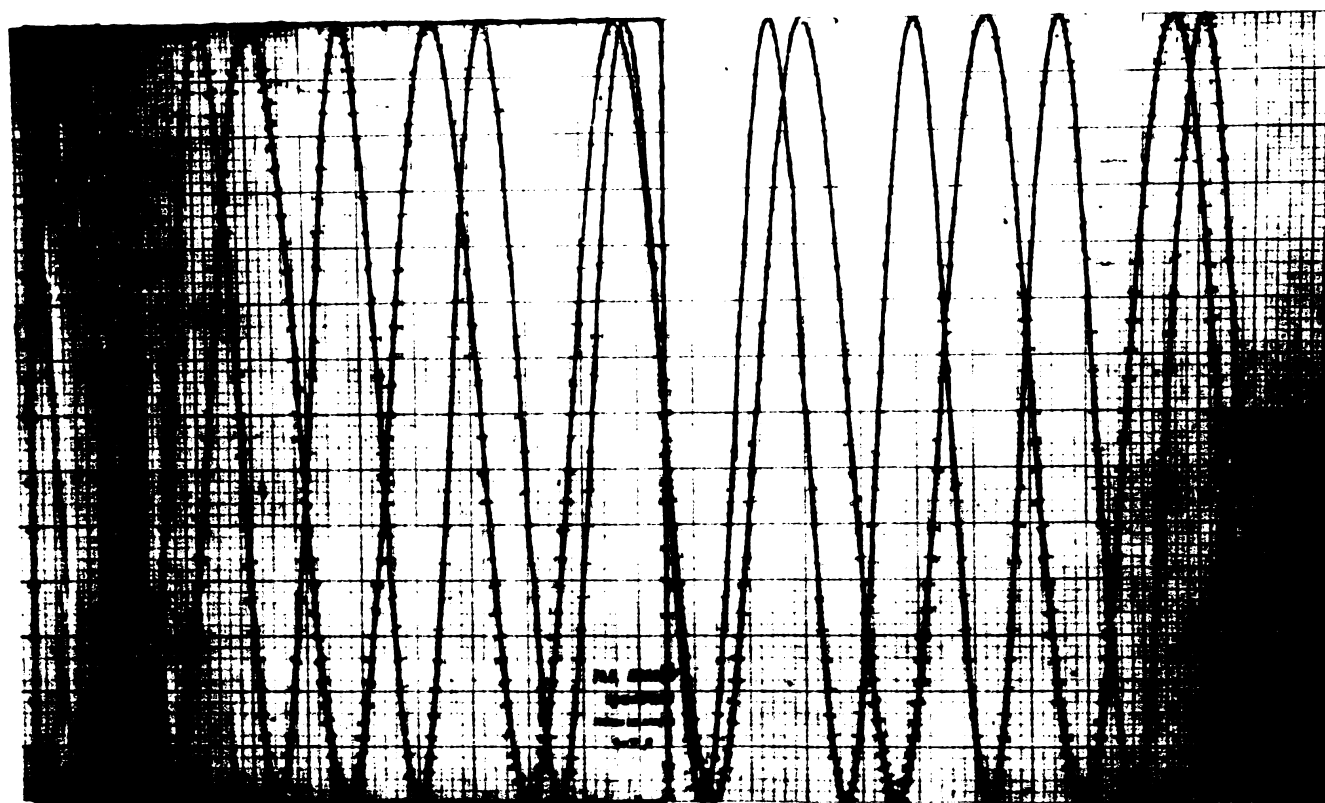


Fig.4.8. Filtrul de spațiu pentru armonicile de ordinul 7, 9.

- Amplitudinea filtrului, M , se alege arbitrar. Ea se corelează orientativ cu frecvența la care se preconizează că se vor efectua măsurătorile și cu sensibilitatea buclelor de oscilograf. În general este bine să se aleagă mai mare pentru a obține oscilogramme de bună calitate (semnal mai mare). Nu este recomandabil să se utilizeze pentru dublul amplitudinii $2M$ toată lungimea axială a maginii, deoarece în zona capetelor cimpul nu este plan paralel /24/, /34/, /100/, /101/, /121/ și apar dificultăți la interpretarea corectă a rezultatelor.

Pe de altă parte, alegând un filtru cu amplitudine nu prea mare, prin deplasarea sa axială, din diverse măsurători, pot fi făcute comparații între structura armonică a cimpului în zona centrală și în zona capetelor maginii ;

- În punctele calculate se fixează conductorul în care se vor induce tensiunile respective. S-a folosit în acest scop conductor de cupru izolat cu mătase, cu diametrul 0,15 mm. Această fixare este provizorie și trebuie făcută cu deosebită atenție, urmărind cu conductorul flexibil punctele și traseul sinusoidă precizate pe hirtie milimetrică. Fixarea se poate face cu un material oarecare, care poate fi înlăturat după fixarea definitivă a filtrului.

- Se fixează definitiv filtrul cu lac electroizolant, în lungul conductorului. În această fază au fost făcute fotografiile din fig.4.7 și fig.4.8.

- Se scot capetele de legătură ale filtrului, prin perforarea hirtiei milimetrice, chiar pe axa de zero a reprezentării sinusoidă, în spatele suportului. Undeva în apropierea mijlocului x , se scot capetele perechi, răsucite unul lângă celălalt, pentru fiecare filtru. Este necesar ca traseul conductorului separat al unui filtru să nu aibă abatere față de sinusoidă în direcție axială. Pe direcția axială capetele vor avea un traseu identic. Aceste măsuri se iau pentru a înlătura inducerea unor tensiuni suplimentare în conductoarele de legătură, între traseul sinusoidal al conductorului filtrului și sistemul de măsură (oscilograf).

- Se pulverizează pe toată suprafața filtrului lac electroizolant, peste care se prinde imediat un material electroizolant transparent (de exemplu hirtie de condensator).

- Se repetă operația pentru încă un strat de lac și hîrtie. Este necesar un material transparent pentru a avea posibilitatea controlului vizual permanent al integrității și poziționării corecte a filtrului. Se poate folosi și folia "milar" în locul hîrtiei de condensator, mult mai rezistentă, dar pentru care este necesar un adeziv special.

- Pentru protejarea capetelor de ieșire din filtru, care au fost scoase în spatele hîrtiei milimetrice și pentru consolidarea filtrului, acesta se prinde cu un lac electroizolant pe un suport de prespân sau nuvolit.

- Se cositoresc capetele de ieșire și se lipesc la conductoare așitate (cu diametrul aproximativ 0,2 mm), cu care se face legătura la sistemul de înregistrare.

- Filtrul astfel obținut se fixează prin lipire pe circumferința interioară a statorului, cu grijă, pentru a evita eventualele abateri axiale care ar conduce la erori. Aceasta deoarece în cazul așezării incorecte a filtrului, cu abateri axiale, deplasarea unei cîmpului studiat nu se mai face strict în direcția axei zero a sinusoidelor filtrului.

În fig.4.9 este prezentată plasarea filtrului pentru armonicele de spațiu de ordinul 1, 3, 5 pe circumferința statorului mașinii de 5000 kW.

În fig.4.10 este prezentată plasarea filtrului pentru armonicele de spațiu de ordinul 7, 9 și înfășurarea dreptunghiulară cu deschidere egală cu pasul polar. În ambele fotografii se observă modul de scoatere a capetelor filtrului. Fotografiiile au fost făcute înainte de introducerea rotorului (care a fost prezentat în fig. 3.20) în hala de montaj a mașinii sincrone.

Semnalele obținute de la cele șase înfășurări au fost înregistrate cu ajutorul unui oscilograf.

Încercările s-au efectuat în gol, cu frecvențe mici (limitate de posibilitățile de alimentare ale grupului convertizor al standului care are 6 MW). S-au făcut mai multe înregistrări cu frecvențe între 6 Hz și 10 Hz. Calculul exact al frecvenței se poate face exact pe baza oscilogramelor în care sînt precizate intervalele de timp, marcate echidistant pe hîrtie fotosensibilă de către baza internă de timp a oscilografului (la majoritatea înregistrărilor 0,01 s).

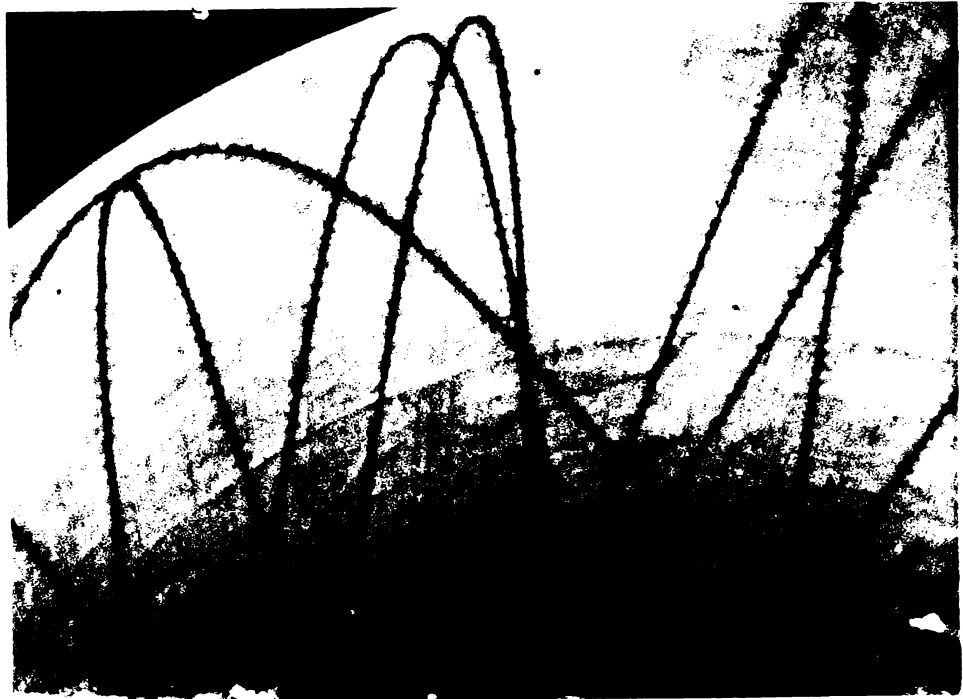


Fig.4.9. Plasarea filtrului de spațiu de ordinul 3,5 pe circumferința internă a statorului mașinii de 5 MW.



Fig.4.10. Plasarea filtrului de spațiu de ordinul 7,9 și a distribuției dreptunghiulare pe circumferința internă a statorului mașinii de 5 MW.



Fig.4.11. Oscilograma obținută la filtrul de ordinul 1.



Fig.4.12. Oscilograma obținută la filtrul de ordinul 3.

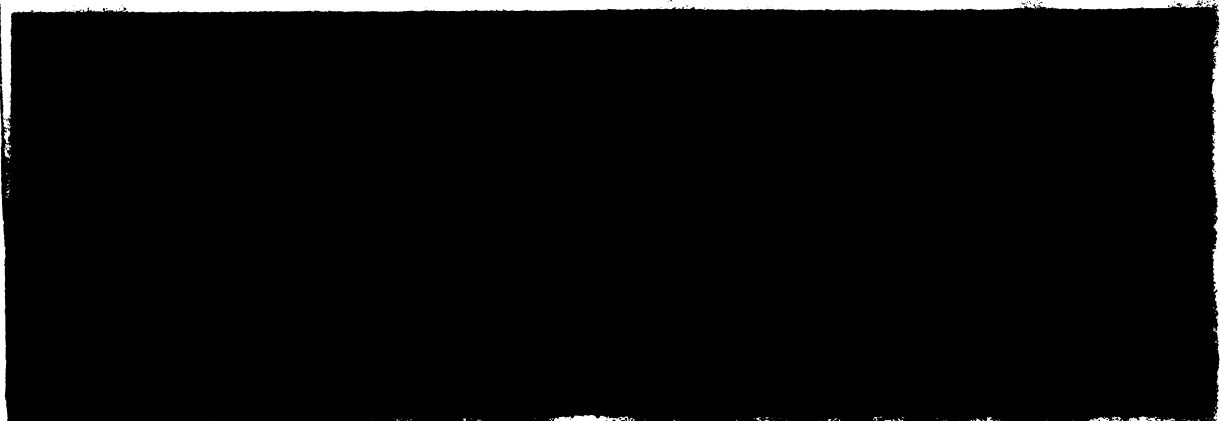


Fig.4.13. Oscilograma obținută la filtrul de ordinul 5.

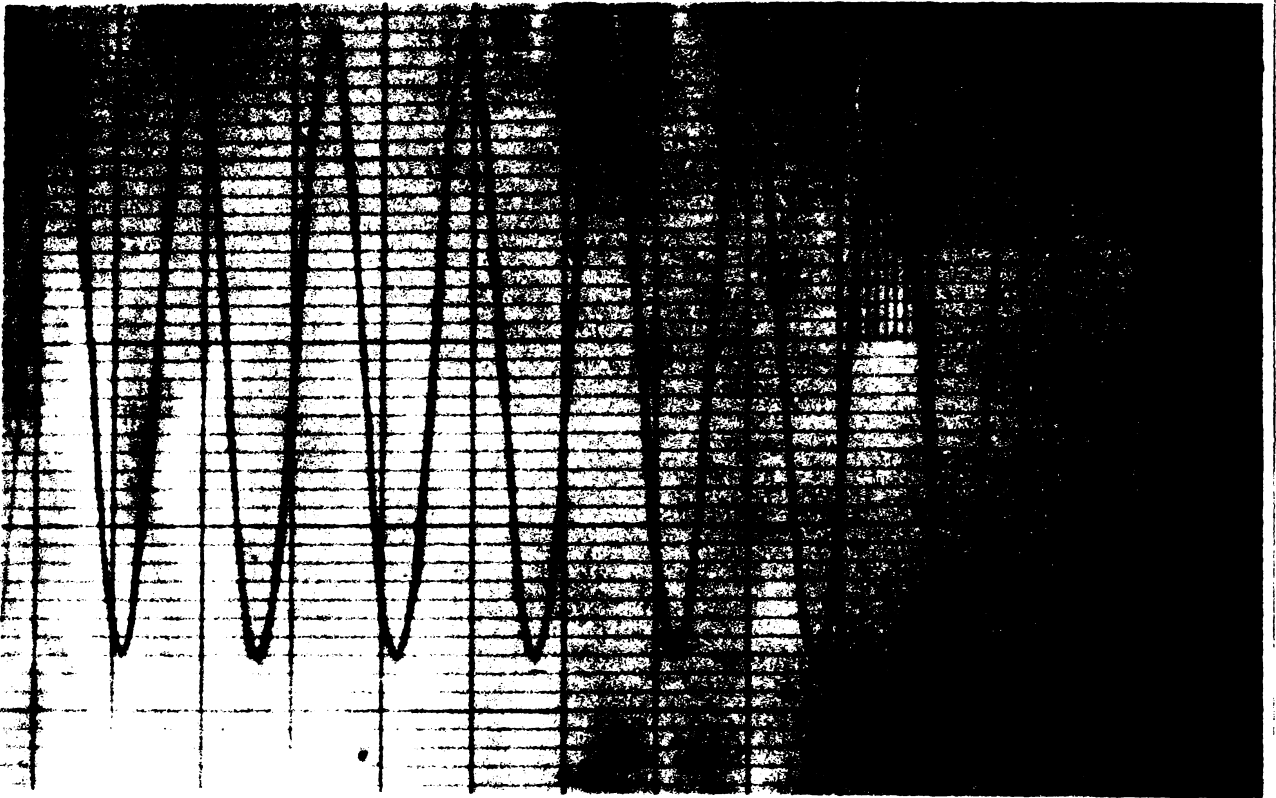


Fig.4.14. Oscilograma obținută la filtrul de ordinul 7.



Fig.4.15. Oscilograma obținută la filtrul de ordinul 9.

In fig.4.11 este prezentată oscilograma obținută la filtrul pentru fundamentala de spațiu. Condiția de frecvență constantă în timpul măsurătorilor nu este rigidă, deoarece pentru o analiză și interpretare corectă a rezultatelor este suficientă o oscilație care să aibă două alternanțe care să se extindă pe același interval de timp. In fig.4.12 și în fig.4.13 sînt prezentate oscilațiile obținute de la filtrul pentru armonica spațială de ordinul 3 și respectiv 5, a cîmpului magnetic. Oscilația pentru armonica de ordinul 5 a fost mult mărită deoarece această armonică a cîmpului a avut, așa cum rezultă și din programul exact de calcul, o pondere mică.

In fig.4.14 și fig.4.15 sînt date oscilogramele obținute de la al doilea filtru de spațiu care corespund armonicilor de spațiu de ordinul 7, ale inducției, respectiv de ordinul 9.

Fiecare înregistrare se descompune în serie Fourier pentru separarea armonicilor de spațiu corespunzătoare, de armonicile de timp pe care ar putea să le conțină.

In ordinograma folosită pentru prelucrarea înregistrărilor cu un program în limbaj FORTRAN IV s-au folosit următoarele notații (Anexa 3) :

M - numărul de ordonate echidistante $Y_1(J)$, determinate pe o perioadă din oscilograma t.e.m. induse în înfășurarea pentru armonica de spațiu de ordinul 1 (fundamentala), cu deschiderea 2ζ .

M3 - numărul de ordonate echidistante $Y_3(J)$, determinate pe o perioadă din oscilograma t.e.m. induse în înfășurarea pentru armonica de spațiu de ordinul 3, cu deschiderea $2\zeta/3$.

M5 - numărul de ordonate echidistante $Y_5(J)$ determinate pe o perioadă din oscilograma t.e.m. induse în înfășurarea pentru filtrarea armonicilor de spațiu a inducției de ordinul 5, cu deschiderea $2\zeta/5$.

M7 - numărul de ordonate echidistante $Y_7(J)$ determinate pe o perioadă din oscilograma t.e.m. induse în înfășurarea pentru filtrarea armonicilor de ordinul 7, cu deschiderea $2\zeta/7$.

M9 - numărul de ordonate echidistante $Y_9(J)$, din înregistrarea obținută la filtrul de ordinul 9, cu deschiderea $\frac{2\zeta}{9}$.

N - numărul de armonici de timp pe care dorim să le cunoaștem pentru fiecare armonică de spațiu considerată. In cazul concret al programului utilizat $N=15$.

EM - amplitudinea repartiției sinusoidale pe circumferința mașinii a filtrelor (se observă în fig.4.7 și 4.8).

$A_0(I)$ componenta continuă a repartiției cîmpului (de regulă este nulă).

$A(I)$ - amplitudinea armoniciei de ordinul I a unei anumite înregistrări.

(I)- defazajul față de fundamentală.

Se observă din figurile 4.11...4.15 că așa cum era de așteptat, la funcționarea în gol, unda spațială a inducției se poate considera că practic nu pulsează în timp. Aceasta deoarece de la fiecare filtru semnalul cules este sinusoidal, ceea ce înseamnă că fiecare armonică de spațiu a inducției are un conținut foarte scăzut în armonici de timp (deformarea eventuală a semnalului cules de la un filtru are drept cauză numai armonicile de timp corespunzătoare armoniciei de spațiu a cîmpului pentru care a fost construită înfășurarea).

Cu notațiile făcute, în program, fiecare înregistrare corespunzătoare unei armoniciei de spațiu se consideră o dezvoltare în serie Fourier, sub forma:

$$\begin{aligned} Y(t) &= A_0 + \sum_{i=1}^{\infty} A_i \sin(i\omega t - \varphi_i) = \\ &= A_0 + \sum_{i=1}^{\infty} B_i \sin i\omega t + \sum_{i=1}^{\infty} C_i \sin i\omega t \quad (4.71) \end{aligned}$$

Înainte de fiecare prelucrare a rezultatelor pentru controlul citirilor corespunzătoare unei anumite armoniciei de spațiu s-au dat tabelele de ordonate.

Pentru fiecare înregistrare obținută de la câte un filtru, deci pentru fiecare armonică de spațiu, rezultatele sînt trecute într-un tabel (TA 3.1...TA 3.5).

S-au dat pe coloane în aceste tabele, următoarele mărimi: ordinul armoniciei, amplitudinea, faza și valoarea procentuală a armoniciei (a se vedea tabelele TA 3.1...TA 3.5 din anexa 3).

Pe linie, datele din tabele au următoarele semnificatii:

- Prima linie este rezervată componentei continue a câmpului care de regulă este nulă; această linie nu este numerotată cu număr de ordine. Pentru mașina testată aceste componente au fost nule la toate filtrele.

- Linia următoare, de la care începe numerotarea, cu numărul de ordine 1, reprezintă fundamentala înregistrării pentru filtrul respectiv. Din punct de vedere fizic aceasta este armonica de spațiu, pe care filtrul este capabil să o separe. Ea reprezintă deci armonica de spațiu a câmpului magnetic din întrefier, de același ordin cu ordinul filtrului la care s-a făcut înregistrarea respectivă.

- Celelalte linii reprezintă armonici de timp corespunzătoare armonicii de spațiu pentru care a fost construit filtrul.

Calculul procentual din ultima coloană s-a făcut considerând ca mărime de bază pentru raportare inducția calculată în prima linie (deci armonica de spațiu, ca amplitudine, pentru filtrul respectiv).

Analizând rezultatele din tabelele TA3.1 - TA3.5 rezultă că variația în timp a repartițiilor spațiale pentru inducție este practic neglijabilă. Aici trebuie precizat că pentru armonicile de spațiu de ordin mai mare (7,9) precizia de determinare a armonicilor superioare de timp, corespunzătoare acestor armonici de spațiu, este ceva mai scăzută, deoarece pe de o parte turația roții polare nu a putut fi micșorată sub o anumită limită, iar viteza de derulare a hîrtiei nu a putut fi mărită peste posibilitățile instrumentului de lucru (1 m/s cu antrenarea hîrtiei de către mecanismul interior). Această precizare se referă la armonicile de timp de ordin mai mare decît 11 și corespunzînd armonicilor de spațiu de ordin mai mare decît 7. Acest aspect poate fi compensat, fie din înregistrări la viteze ridicate prin antrenarea exterioară a hîrtiei, fie prin înregistrări făcute la oprirea liberă a mașinii, deci la frecvență scăzută, la care nu se mai pune această problemă, ultima metodă fiind mai simplă.

Practic mașina este simetrică din punct de vedere magnetic și poate fi aplicată metoda de determinare numerică a parametricilor electromagnetici echivalenți după cele două axe, prezentată pentru aceeași mașină, în capitolele precedente.

Pe de altă parte din compararea valorilor absolute ale amplitudinilor spațiale ale inducției, linia numerotată cu 1, coloana a doua din fiecare tabel, TA3.1 - TA3.5, rezultă că repartiția în spațiu a inducției de excitație la această mașină este destul de deformată.

Pentru a aprecia deformarea curbei de repartiție a inducției în întrefier, la finele programului s-a prezentat tabelul TA3.6 în care figurează amplitudinile armonicilor de spațiu ale inducției și mărimea procentuală a valorilor efective pentru fiecare armonică, determinate față de valoarea efectivă a inducției rezultante, reziduul deformant al repartiției inducției și factorul de distorsiune a cîmpului.

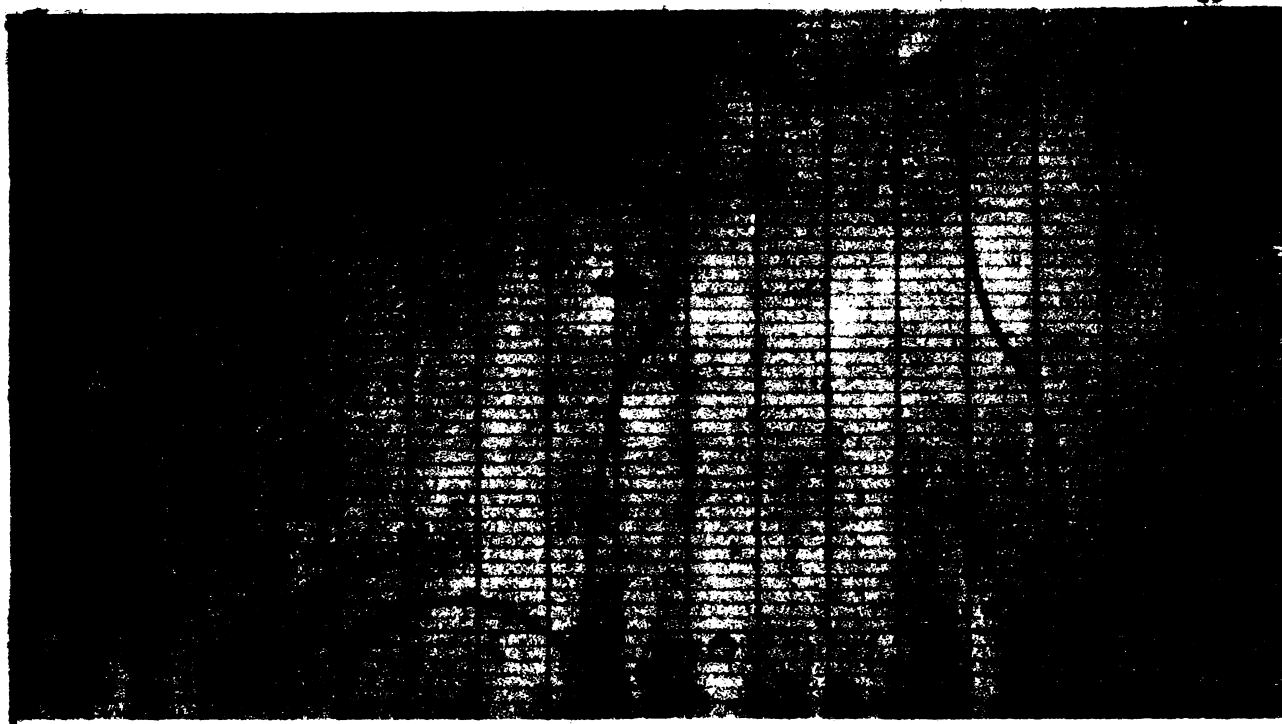


Fig.4.16. Oscilograma corespunzătoare înfășurării dreptunghiulare.

Abaterea repartiției cîmpului de excitație de la o sinusoidă rezultă și din înregistrarea tensiunii la bornele înfășurării dreptunghiulare plasată pe al doilea filtru - fig.4.8, înregistrare prezentată în fig.4.16. Deformarea destul de puternică a t.e.m. indusă într-o spiră cu deschiderea egală cu pasul polar, are drept cauză realizarea polului proeminent (profilul tălpii polare), după un arc de cerc cu rază mai mică decât raza rotorului, care aproximează destul de grosier repartizarea optimă găsită - relația 4.24. Aceasta nu conduce la aspecte deficiente deosebite în cazul utilizării mașinii sincrone ca motor.

Din modul de aplicare a metodei și rezultatele obținute rezultă o serie de concluzii referitoare la determinarea în acest mod a cîmpului magnetic din întrefier.

Se remarcă faptul că metoda este cu atât mai precisă cu cît mașina are dimensiuni mai mari. Pentru o mașină cu dimensiuni mici, precizia de execuție a filtrelor scade. În această situație și semnalul obținut este mai slab și în absența unor bucle de înregistrare suficient de sensibile, prelucrarea oscilogramelor implică erori mai mari. De fapt metoda se justifică la mașinile de putere mare, pe de o parte datorită faptului că structura cîmpului este legată de o serie de aspecte energetice importante, iar pe de altă parte din punctul de vedere al determinării parametrilor prin metodologia prezentată anterior.

Din rezultatele obținute, se observă că nu apare componentă continuă. Apariția unor componente de tip A_0 în oscilograme, respectiv alternanțe inegale la semnalele culese, ar indica prezența unor nesimetrii geometrice, respectiv magnetice la doi poli succesivi.

Datorită posibilității de separare a armonicilor de spațiu de cele de timp, această metodă este mai avantajoasă decît celelalte metode bazate pe alte tipuri de sonde, care nă fac distincție între armonicile de spațiu și cele de timp.

Separarea armonicilor de spațiu de cele de timp nu este condiționată de regimul de funcționare. De asemenea această separare poate fi făcută și la alte tipuri de mașini de curent alternativ.

Realizarea practică și instalarea filtrelor nu implică dificultăți iar prelucrarea rezultatelor se face eficient cu ajutorul programului prezentat. Acesta se poate adapta ușor de la o mașină la alta. Dacă este necesar programul poate fi completat cu determinarea și a criteriilor de calitate a curbei de repartiție prezentate în (4.3) și (4.4).

După instalare, filtrul nu deranjează funcționarea normală a mașinii, putînd fi lăsat și la funcționarea în centrală pentru înregistrări în diverse regimuri de încărcare.

C a p i t o l u l 5

C O N C L U Z I I

Lucrarea a fost elaborată în vederea soluționării unor probleme actuale și de perspectivă care au apărut la realizarea mașinilor sincrone de mare putere, care se proiectează și se fabrică la noi în țară. S-au avut în considerare mașinile sincrone de putere mare, unicate, comenzi speciale sau serii mici, care sînt proiectate de către Centrul de Cercetare Științifică și Inginerie Tehnologică pentru Echipamente Hidroenergetice Reșița, executate de Intreprinderea de Construcții de Mașini Reșița, și care echipează obiective importante ale economiei naționale.

La aceste mașini, prin specificul lor, au apărut următoarele probleme:

a) Datorită varietății constructive și numărului mic de mașini de același tip (în majoritatea cazurilor unicate), apar dificultăți la generalizarea unor aspecte legate de determinarea unor parametri și caracteristici numai prin calcule de proiectare sau prin anumite probe care s-au putut efectua pe stand și la beneficiar.

b) Datorită puterii unitare mari, metodele clasice de încercare nu sînt aplicabile în majoritatea cazurilor. Ca urmare determinarea unor mărimi numai pe bază de calcule teoretice, de proiectare, implică erori confirmate prin încercări în care s-au reflectat valorile reale ale mărimilor vizate, atingînd cote foarte ridicate. De aceea se impune stabilirea unor metode bazate pe calcule mai exacte, relative la unele regimuri mai puțin studiate și care să se finalizeze cu încercări aplicabile pentru aceste mașini.

c) Chiar dacă în unele situații încercările clasice pentru determinarea parametrilor se pot efectua, deoarece mașinile considerate au puteri de ordinul $10^3 - 10^4$ kW, energia disipată

numai pentru încercări în stand, are valori apreciabile.

Ca urmare în lucrare s-a avut în vedere studiul teoretic al unor regimuri tranzitorii particulare, care s-a finalizat cu o metodă concretă de identificare numerică a parametrilor echivalenți, pe baza încercărilor de regim tranzitoriu.

S-au tratat două aspecte strâns legate între ele: parametri echivalenți după axele d , q și structura câmpului magnetic din întrefier.

Pe lângă aprofundarea regimurilor tranzitorii particulare precizate, s-a urmărit în mod deosebit aplicabilitatea practică a lucrării. De aceea metodologia de încercare pentru ambele tipuri de determinări, se dă concret, pentru o mașină de 5000 kW fabricată la I.C.M.Reșița. Se precizează detaliat realizarea încercărilor de regim tranzitoriu, realizarea și montarea filtrelor de spațiu pentru determinarea structurii câmpului, programele numerice în limbaj FORTRAN IV pentru ambele tipuri de determinări și rezultatele obținute. Corelarea cu măsurătorile directe ale unor parametri, a demonstrat o precizie foarte bună de determinare a acestor parametri prin calcul numeric.

Metodologia pentru realizarea regimurilor tranzitorii și determinarea numerică a parametrilor echivalenți după cele două axe, are următoarele avantaje:

- Încercările nu implică punerea în funcție a mașinii (rotorul este imobil).

- Nu este necesară etalonarea galvanometrelor oscilografului, deoarece apar rapoarte de curenți.

- Nu este necesar să se cunoască despre mașină decât datele nominale și rezistențele electrice ale fazelor (fără factor de înfășurare, număr de spire - mărimi de proiectare care se cer la alte metode).

- Încercările nu solicită mașina.

- Măsurătorile se realizează cu montaje simple.

- Cu un număr relativ mic de oscilograme (4 oscilograme) se determină un număr de 11 parametri echivalenți.

- Unii parametri (cei corespunzători coliviei) se determină experimental deoarece pe calea unui calcul analitic se ob-

țin cu erori mari.

- Se pot determina parametrii în regim saturat.
- Operativitate și precizie în prelucrarea rezultatelor (se folosește același program, cu mici modificări, în cartelele de date, pentru toate mașinile).
- Consumul de energie este foarte mic în timpul încercărilor, practic se poate neglija.
- Timpul de încercare și deci de reținere a mașinii pe standul de probă scade mult.

Metodologia este greoaie, practic imposibil de aplicat în mod curent, dacă nu se utilizează un mijloc modern de calcul. De asemenea trebuie acordată o mare atenție la alegerea corectă a valorilor curenților și intervalelor de timp, în funcție de rapiditatea atenuării, pentru o determinare exactă a derivatelor și integralelor pe cale numerică.

Pentru a da o valoare orientativă a economiilor de energie obținute prin aplicarea tehnologiilor prezentate, se poate exemplifica cu situația încercării mașinilor sincrone de 10.500 kW pe standul Întreprinderii constructoare de Mașini Reșița (mașina sincronă utilizată la centrala Gâlceag ca motor), pentru care s-a obținut în timpul încercărilor o economie de energie de cca 5000 kWh /41/. Considerând și celelalte mașini care intră în profilul de fabricație al întreprinderii amintite, care se încercă pe stand într-un an, rezultă importante economii de energie.

În legătură cu determinarea structurii câmpului magnetic din întrefier au rezultat următoarele:

- Metoda filtrelor de spațiu este superioară tuturor celorlalte metode de investigație a câmpului magnetic, în regim dinamic la mașini de c.a., pentru că, spre deosebire de acestea, permite separarea influenței armonicilor de spațiu și de timp ale câmpului. În general celelalte metode apreciază global deformarea câmpului, deoarece atât armonicile de spațiu cât și cele de timp ale câmpului sînt convertite în armonici de timp ale t.e.m.
- Prin separarea celor două tipuri de influențe, cu ajutorul filtrelor de spațiu se pot trage concluzii privind influența saturației și influența lungimii finite a mașinii asupra repartiției câmpului. Se pot sesiza cu ușurință influențele unor neajun-

suri de tip tehnologic (neuniformități ale întrefierului, poli inegali etc.).

- Metoda este larg aplicabilă pentru diverse regimuri de funcționare și poate fi folosită și la mașinile asincrone.

- Tehnologia de realizare a unui filtru de spațiu este relativ simplă. Prelucrarea rezultatelor se poate face rapid pe calculator cu același program (cu mici modificări), pentru toate mașinile de c.a. care necesită o analiză mai amănunțită a structurii câmpului într-un stand industrial.

- Pentru mașinile sincrone mari (pentru care este indicată și justificată) metoda devine foarte precisă, deoarece sondele au dimensiuni mari.

În ambele situații de determinare s-a avut în vedere și posibilitatea utilizării calculatorului de proces. În cazul filtrelor de spațiu care pot să rămână montate în exploatare, intrarea mărimilor analoge de la filtre la un calculator de proces instalat în centrală permite o cunoaștere continuă a structurii câmpului în întrefierul generatorului și o corelare a nivelului excitației cu mărimea și natura sarcinii, respectiv cu calitatea energiei debitate.

Materialul prezentat s-a aplicat integral în cadrul câtorva contracte de cercetare științifică /25/, /40/, /41/, care au vizat modernizarea metodelor de încercare a mașinilor sincrone de putere mare fabricate la Întreprinderea Constructoare de Mașini Reșița.

A N E X A 1

ASPECTE ALE OPERATIILOR DE REDUCERE SI RAPORTARE A
PARAMETRIILOR MASINII SINCRONE, CARE INTERVIN LA ANA-
LIZA REGIMURILOR TRANZITORII UTILIZATE IN PARTEA
EXPERIMENTALA.

Atit în proiectare cât și la determinările experimentale din standurile de încercare a mașinilor sincrone, se folosește în mod uzual definirea raportată a parametrilor. Pentru a obține parametrii raportați este necesar ca toate componentele ecuației să fie împărțite la mărimile de bază, indicate în paragraful 1.1.3. Mărimile de bază fiind unice pentru înfășurarea statorică și rotorică, este necesar să se facă înainte de raportare, operația de reducere a înfășurărilor rotorice la stator. Reducerea la stator se face cu ajutorul coeficienților de reducere pentru curent K_i , pentru tensiune K_u și pentru impedanță K_Z , a căror determinare s-a făcut în paragraful 1.1.4.

Prin înlocuirea în relațiile (2.2), (2.3) a fluxurilor care se determină cu relațiile (2.40)...(2.42) și apoi amplificând ecuațiile tensiunilor cu coeficienții respectivi de reducere pentru tensiuni, rezultă:

$$K_{ue} U_e = K_{ue} \frac{3}{2} M_{aed} \frac{di_d}{dt} + K_{ue} L_e K_{ie} \frac{di'_e}{dt} + K_{ue} M_{esd} K_{id} \frac{di'_{sd}}{dt} + K_{ue} r_e K_{ie} i'_e \quad (A1.1)$$

$$0 = K_{ud} \frac{3}{2} M_{asd} \frac{di_d}{dt} + K_{ud} M_{esd} K_{ie} \frac{di'_e}{dt} + K_{ud} L_{sd} \frac{di'_{sd}}{dt} K_{id} + K_{ud} r_{sd} K_{id} i'_{sd}$$

$$0 = K_{uq} \frac{3}{2} M_{asq} \frac{di_q}{dt} + K_{uq} L_{sq} K_{iq} \frac{di'_{sq}}{dt} + K_{uq} r_{sq} K_{iq} i'_{sq}$$

S-au notat cu "prim" mărimile reduse la stator.

Fluxurile înfășurărilor rotorice reduse la stator vor fi:

$$\Psi'_e = M'_{aed} i_d + L'_e i'_e + M'_{esd} i'_{sd}$$

$$\Psi'_{sd} = M'_{asd} i_d + M'_{esd} i'_e + L'_{sd} i'_{sd} \quad (A1.2)$$

$$\Psi'_{sq} = M'_{asq} i_q + L'_{sq} i'_{sq}$$

In aceste relații s-au notat, ținând seama de expresiile factorilor de reducere, inductivitățile, inductivitățile mutuale și rezistențele reduse, astfel:

$$\begin{aligned}
 M'_{aed} &= \frac{3}{2} M_{aed} K_{ue} = M_{aed} K_{ie} \\
 M'_{asd} &= \frac{3}{2} M_{asd} K_{ud} = M_{asd} K_{id} \\
 M'_{asq} &= \frac{3}{2} M_{asq} K_{uq} = M_{asq} K_{iq} \\
 M'_{esd} &= M_{esd} K_{ud} K_{ie} = M_{esd} K_{ue} K_{id} \\
 L'_e &= L_e K_{ue} K_{ie} \\
 L'_{sd} &= L_{sd} K_{ud} K_{id} \\
 L'_{sq} &= L_{sq} K_{uq} K_{iq} \\
 R'_e &= R_e K_{ue} K_{ie} \\
 R'_{sd} &= R_{sd} K_{ud} K_{id} \\
 R'_{sq} &= R_{sq} K_{uq} K_{iq}
 \end{aligned}
 \tag{A1.3}$$

Cu aceste notații se pot exprima și fluxurile statorice, conținând mărimi reduse, sub forma:

$$\begin{aligned}
 \Psi_d &= L_d i_d + M'_{aed} i'_e + M'_{asd} i'_{sd} \\
 \Psi_q &= L_q i_q + M'_{asq} i'_{sq} \\
 \Psi_o &= L_o i_o
 \end{aligned}
 \tag{A1.4}$$

Impărțind relațiile (A1.2), (A1.4) cu mărimea de bază a fluxului $\Psi_b = \frac{U_b}{\omega_b} = L_b i_b$, se obțin fluxurile statorice și rotorice în coordonate d, q, sub forma raportată, formă sub care ele intervin și în ecuațiile Park-Gorev:

$$\begin{aligned}
 \Psi_d &= x_d i_d + x_{aed} i_e + x_{asd} i_{sd} \\
 \Psi_q &= x_q i_q + x_{asq} i_{sq} \\
 \Psi_o &= x_o i_o
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\psi_e &= x_{aed} i_d + x_e i_e + x_{esd} i_{sd} \\ \psi_{sd} &= x_{asd} i_d + x_{esd} i_e + x_{sd} i_{sd} \\ \psi_{sq} &= x_{asq} i_q + x_{sq} i_{sq}\end{aligned}\quad (A1.5)$$

In aceste relații s-au notat după cum urmează, mărimile raportate:

- reactanțele sincrone după axele d și q :

$$\begin{aligned}x_d &= \frac{L_d}{L_b} = \frac{L_d \cdot \omega_b}{L_b \cdot \omega_b} = \frac{X_d}{Z_b} \\ x_q &= \frac{L_q}{L_b} = \frac{L_q \cdot \omega_b}{L_b \cdot \omega_b} = \frac{X_q}{Z_b}\end{aligned}\quad (A1.6)$$

- reactanțele de inducție mutuală între înfășurările statorului și rotorului:

$$\begin{aligned}x_{asd} &= \frac{M'_{asd}}{L_b} \\ x_{asq} &= \frac{M'_{asq}}{L_b} \\ x_{ad} &= \frac{M'_{aed}}{L_b}\end{aligned}\quad (A1.7)$$

- reactanța de inducție mutuală, între înfășurările rotorului, după axa longitudinală:

$$x_{esd} = \frac{M'_{esd}}{L_b}\quad (A1.8)$$

- reactanțele inductive totale ale înfășurărilor rotorice (de amortizare longitudinală, de amortizare transversală și de excitație):

$$\begin{aligned}x_{sd} &= \frac{L'_{sd}}{L_b} \\ x_{sq} &= \frac{L'_{sq}}{L_b} \\ x_e &= \frac{L'_e}{L_b}\end{aligned}\quad (A1.9)$$

- rezistențele înfășurărilor rotorice:

$$\begin{aligned} r_{sd} &= \frac{R'_{sd}}{Z_b} \\ r_{sq} &= \frac{R'_{sq}}{Z_b} \\ r_e &= \frac{R'_e}{Z_b} \end{aligned} \quad (A1.10)$$

Relatiile pentru mărimile reduse (A1.3) pentru inductivități și rezistențe, respectiv relațiile pentru mărimile raportate (A1.6...A1.10) pentru reactanțe și rezistențe, vor fi utilizate la determinările experimentale ale parametrilor.

Reactanțele (A1.6) conțin atât influența cîmpului de reacție cît și cîmpul de dispersie:

$$\begin{aligned} x_d &= x_{\sigma 1} + x_{ad} \\ x_q &= x_{\sigma 1} + x_{aq} \end{aligned} \quad (A1.11)$$

În care $x_{\sigma 1}$ este reactanța de dispersie a înfășurării statorice iar x_{ad} , x_{aq} sînt respectiv reactanța de reacție longitudinală și reactanța de reacție transversală a indusului, cunoscute și utilizate curent în regimul sinusoidal al generatorului sincron.

Utilizînd fluxul Ψ_{ad1} corespunzător armonicii fundamentale a inducției în întrefier, sub forma întrebuintată curent în proiectare:

$$\Psi_{ad1} = w_1 K_{b1} \phi_{ad1} = \frac{2 m_1 (w_1 K_{b1})^2}{\pi^2} \cdot \frac{1}{p} \cdot \tau \cdot 1 \frac{\mu_0 K_d}{K_f K_{ad} \delta} i_d, \quad (A1.12)$$

se obține reactanța de reacție longitudinală în unități fizice:

$$X_{ad} = 2\pi f \frac{\Psi_{ad1}}{i_d} \quad (A1.13)$$

sau

$$X_{ad} = \frac{4}{\pi} f m_1 \frac{(w_1 K_{b1})^2}{p} \tau \cdot 1 \frac{\mu_0 K_d}{K_f K_{ad} \delta} \quad (A1.14)$$

Analog se obține reactanța de reacție transversală în unități fizice:

$$X_{aq} = \frac{4}{\pi} f m_1 \frac{(w_1 K_{b1})^2}{p} \tau \cdot 1 \frac{\mu_0 K_q}{K_f K_{aq} \delta} \quad (A1.15)$$

în care K_d și K_q sînt coeficienții de formă ai cîmpului magnetic din întrefier iar $K_{\mu d}$ și $K_{\mu q}$ sînt coeficienții de saturație ai circuitului magnetic după axa d și q .

Reactanța mutuală între stator și înfășurarea de excitație, redusă la înfășurarea statorică, în mărimi fizice se poate determina cu o relație analogă:

$$X'_{aed} = 2 \pi f \frac{\Psi_{aed1}}{i_e} K_{ie} \quad (A1.16)$$

în care Ψ_{aed1} reprezintă fluxul înfășurării statorice al armonicii fundamentale a inducției din întrefier, care apare la trecerea prin înfășurare a curentului i_e . Înlocuind fluxul dat de fundamentală analog cu (A1.12) se obține relația de calcul pentru reactanța redusă (stator-excitație):

$$X'_{aed} = \frac{4}{\pi} f m_1 \frac{(w_1 K_{b1})^2}{p} \tau \cdot 1 \frac{\mu_0 K_d}{K_f K_{\mu d} \delta} \quad (A1.17)$$

În mod asemănător, folosind relațiile obținute în capitolul 1 pentru coeficienții de reducere respectivi se obțin și celelalte reactanțe reduse la stator.

Reactanța mutuală între înfășurarea statorică și înfășurarea de amortizare după axa longitudinală este:

$$X'_{asd} = 2 \pi f \frac{\Psi_{asd1}}{i_{sd}} K_{id} \quad (A1.18)$$

și după transformări

$$X'_{asd} = \frac{4}{\pi} f m_1 \frac{(w_1 K_{b1})^2}{p} \tau \cdot 1 \frac{\mu_0 K_d}{K_f K_{\mu d} \delta} \quad (A1.19)$$

Reactanța mutuală între înfășurarea statorică și înfășurarea de amortizare după axa transversală este:

$$X'_{asq} = \frac{4}{\pi} f m_1 \frac{(w_1 K_{b1})^2}{p} \tau \cdot 1 \frac{\mu_0 K_q}{K_f K_{\mu q} \delta} \quad (A1.20)$$

Comparînd reactanțele obținute după axa d respectiv q , rezultă:

$$\begin{aligned} X'_{aed} &= X'_{asd} = X'_{esd} = X_{ad} \\ X'_{asq} &= X_{aq} \end{aligned} \quad (A1.21)$$

Aceste relații sînt deosebit de importante la stabilirea ecuațiilor circuitelor reduse. Egalitatea reactanțelor mutuale, raportate la stator, constituie o consecință a faptului că fluxurile după axa d, trec prin întrefier și restul circuitului magnetic, pe căi de închidere similare.

Evident relațiile se păstrează și în mărimi raportate.

$$x_{aed} = x_{asd} = x_{esd} = x_{ad}$$

(A1.22)

$$x_{asq} = x_{aq}$$

A N E X A 2

SCHEMA LOGICA SI PROGRAMUL DE CALCUL PENTRU
PRELUCRAREA OSCILOGRAMELOR REZULTATE DIN
INCERCARILE DE REGIM TRANZITORIU. REZULTATELE
OBTINUTE LA INCERCAREA MASINII SINCRONE DE
5000 kW, 6 kV, 555 A.

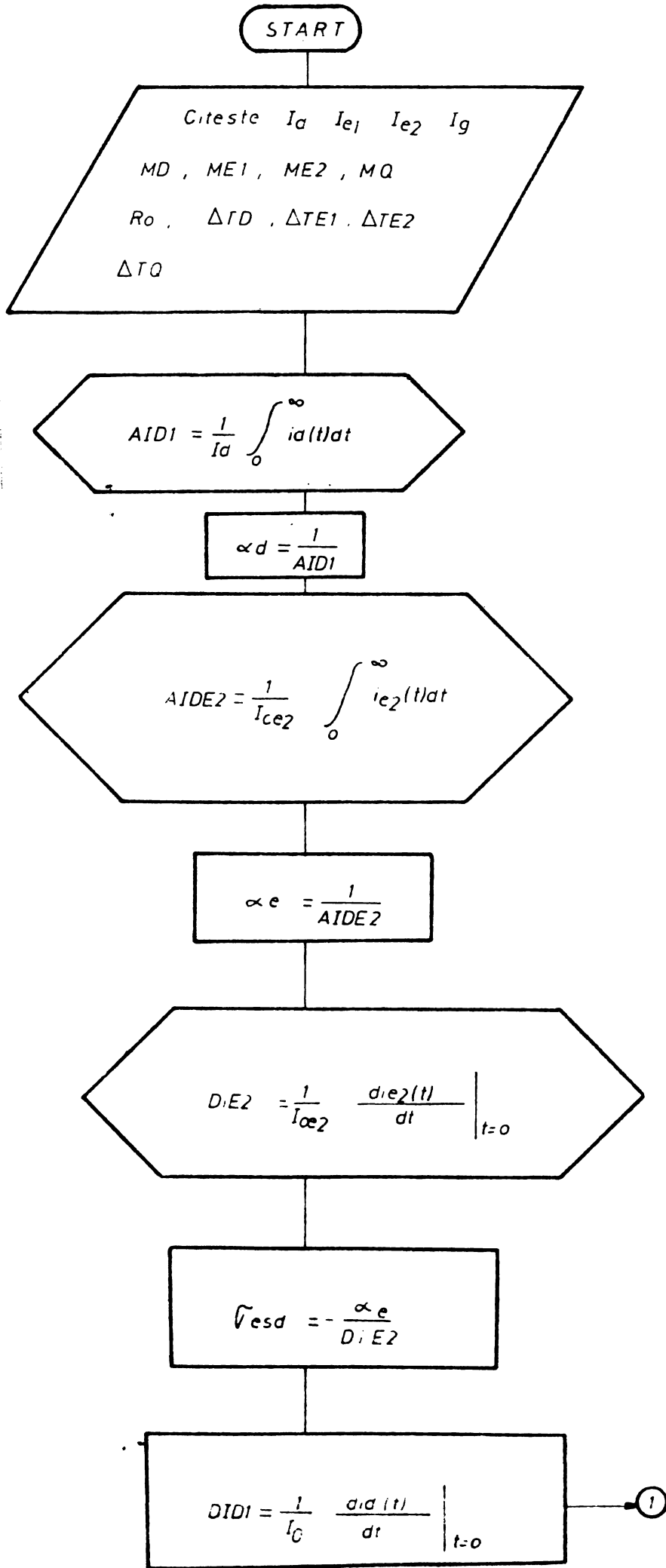
In schema logică și programul de calcul numeric s-au folosit notațiile din capitolul 3.

Calculul se face pe baza înregistrărilor variațiilor curenților $ID(t)$, $IE1(t)$, $IE2(t)$, $iQ(t)$ din încercările de regim tranzitoriu, prezentate în detaliu în paragraful 3.2.

Pentru verificare, la început se tipăresc ordonatele celor patru oscilograme, defalcate pe domenii de variație, împreună cu intervalele de timp corespunzătoare. De asemenea se tipăresc și unele rezultate intermediare, înainte de trecerea în "per-unit".

Programul elaborat se poate utiliza la prelucrarea regimurilor tranzitorii analizate la capitolul 3, pentru orice mașină sincronă, cu precizarea că divizarea oscilogramelor pe domenii de variație, se va face în funcție de modul de variație a curenților de regim tranzitoriu.

Programul a fost aplicat concret pentru oscilogramele obținute la încercarea mașinii de 5000 kW, 6 kV, 555 A pentru parametri statorici x_d , x_{ad} , x_{σ} , x_{aq} și parametri rotorici x_{sd} , r_{sd} , x_e , r_e , x_{sq} și r_{sq} , obținuți în acest mod, sînt prezentați la sfîrșitul programului, în tabelul TA2.1.



(1)

$$\sigma_d = - \frac{\alpha_d \tilde{v}_{esd}}{DID1}$$

$$A:DE1 = \frac{1}{I_0} \int_0^{\infty} i e_1(t) dt$$

$$DIE1 = \frac{1}{I_0} \left. \frac{di e_1}{dt} \right|_{t=0}$$

$$De = \frac{DIE1}{i DE1}$$

$$C_{sc} = \frac{\alpha_d \alpha_e - \tilde{v}_d De}{\alpha_d \alpha_e}$$

$$C_e = \frac{1 - \tilde{v}_{esc}}{C_{sd}}$$

$$C_d = \frac{1 - C_e C_{sd} - \tilde{v}_d}{C_e + C_{sd} - 2 C_e C_{sd}}$$

$$A_e = \frac{i}{I_{oe2}^2} \int_0^{\infty} i e_2^2(t) dt$$

(2)

$$\alpha_{sd} = \frac{\alpha_e (\sigma_{esd} - 2A_e \alpha_e)}{2\alpha_e A_e - 1}$$

$$x_d = \frac{R_d}{\alpha_d}$$

$$x_{ad} = C_d x_d$$

$$x_e = \frac{x_{ad}}{C_e}$$

$$x_{sd} = \frac{x_{ad}}{C_{sd}}$$

$$\gamma_{sd} = \alpha_{sd} x_{sd}$$

$$\gamma_e = x_e \alpha_e$$

$$x_{\sigma} = x_d - x_{ad}$$

$$A_{IQ} = \frac{1}{I_{0q}} \int_0^{\infty} |q(t)| dt$$

$$\alpha_q = \frac{1}{A_{IQ}}$$

$$\gamma_q = \frac{R_q}{\alpha_q}$$

3

①

$$X_{aq} = X_q = X_r$$

$$D_i Q = \frac{1}{I_{oq}} \left. \frac{dI_q(t)}{dt} \right|_{t=0}$$

$$\tilde{U}_{qsq} = - \frac{q}{D_{I0}}$$

$$X_{sq} = \frac{X^2_{aq}}{X_q(1 - \tilde{U}_{qsq})}$$

$$A_q = \frac{1}{I_{oq}^2} \int_0^{\infty} i_q^2(t) dt$$

$$\alpha_{sq} = \frac{\alpha_q I_{qsq} - 2\alpha_q A_q}{-}$$

$$s_c = X_{sq} - \alpha_{sq}$$

Imprima tabel cu valorile parametrilor $X_d, X_{ad}, X_r, X_q, X_{aq}, X_{sd}, \gamma_{sd}, \lambda_e, \gamma_e, X_{sg}, \delta_{sg}$

STOP

b

1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47

CCCC

DETERMINAREA PARAMETRILOR MASINII SINCRONE

```

READ(105,1) MDA,MDB,MDC,MDD,ME1A,ME1B,ME1C,ME2A,ME2B,
*ME2C,M3A,M3B,M3C,PA
1 FORMAT(13I2,2E13,6)
REAL IDA(4),IOB(30),IDC(11),IDU(12),IE1A(30),IE1B(11),
*IE1C(10),IE2A(3),IE2B(29),IE2C(11),I2A(3),I2B(25),
*IOC(14),IOU(3)
READ(105,2) ((IDA(I),I=1,4), (IOB(I),I=1,30), (IDC(I),
*I=1,11), (IDU(I),I=1,12), (IOU(I),I=1,3))
2 FORMAT(14F5,1)
WRITE(108,3)
3 FORMAT('1',6X,'EXPERIMENTUL LONGITUDINAL'//)
WRITE(108,4)
4 FORMAT('1',6X,'VALORILE DIN USCILOGRAMA LUI ID'//)
WRITE(108,5) (I,IDA(I),I=1,MDA)
5 FORMAT(' ',10X,'I2A(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,6) (I,IOB(I),I=1,MDB)
6 FORMAT(' ',10X,'I2B(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,7) (I,IDC(I),I=1,MDC)
7 FORMAT(' ',10X,'I2C(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,8) (I,IDU(I),I=1,MDD)
8 FORMAT(' ',10X,'I2D(',I2,')=',F6,2)
READ(105,2) (IE1A(I),I=1,30), (IE1B(I),I=1,11),
*(IE1C(I),I=1,10)
WRITE(108,10)
10 FORMAT('1',6X,'VALORILE DIN USCILOGRAMA LUI IE1',//)
WRITE(108,11) (I,IE1A(I),I=1,ME1A)
11 FORMAT(' ',10X,'I2A(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,12) (I,IE1B(I),I=1,ME1B)
12 FORMAT(' ',10X,'I2B(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,13) (I,IE1C(I),I=1,ME1C)
13 FORMAT(' ',10X,'I2C(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,14)
14 FORMAT('1',6X,'EXPERIMENTUL CU STATORUL DESCHIS',//)
READ(105,2) (IE2A(I),I=1,3), (IE2B(I),I=1,29), (IE2C(I),
*I=1,11)
WRITE(108,15)
15 FORMAT('1',6X,'VALORILE DIN USCILOGRAMA LUI IE2',//)
WRITE(108,16) (I,IE2A(I),I=1,ME2A)
16 FORMAT(' ',10X,'I2A(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,17) (I,IE2B(I),I=1,ME2B)
17 FORMAT(' ',10X,'I2B(',I2,')=',F6,2)
WRITE(108,18) (I,IE2C(I),I=1,ME2C)

```

```

48 10 FORMAT(' ',10X,'IF2C('',I2,'')=',F6'2)
49 READ(105,2) (IQA(I),I=1,3),(IQB(I),I=1,25),(IQC(I),
50 *I=1,14)
51 WRITE(108,21)
52 21 FORMAT('1',6X,'EXPERIMENTUL TRANSVERSAL',///)
53 WRITE(108,22)
54 22 FORMAT('U',6X,'VALORILE DIN OSCILOGRAMA LUI IQ',/)
55 WRITE(108,23) (I,IQA(I),I=1,MQA)
56 23 FORMAT(' ',10X,'IQA('',I2,'')=',F6'2)
57 WRITE(108,24) (I,IQB(I),I=1,MQB)
58 24 FORMAT(' ',10X,'IQB('',I2,'')=',F6'2)
59 WRITE(108,601)(I,IQC(I),I=1,MQC)
60 601 FORMAT(' ',10X,'IQC('',I2,'')=',F6'2)
61 READ(105,25) DT00,DT0A,DT0B,DT0C,DT0D,DT0E1,DT0E1A,DT0E1B,
62 *DT0E1C,DT0E2,DT0E2A,DT0E2B,DT0E2C,DT0Q,DT0QA,DT0QB,DT0C
63 25 FORMAT(12F6'4)
64 READ(105,19) DT0E1,DT0E2,DT0Q
65 19 FORMAT(3F6'2)
66 WRITE(108,621)
67 621 FORMAT('1',12X,'DATE INITIALE',///)
68 WRITE(108,602)DT0Q,DT0A,DT0B,DT0C,DT0D
69 602 FORMAT(' ',10X,'DT0Q=',F6'4,/,10X,'DT0A=',F6'4,/,10X,
70 *'DT0B=',F6'4,/,10X,'DT0C=',F6'4,/,10X,'DT0D=',F6'4/)
71 WRITE(108,603)DT0E1,DT0E1A,DT0E1B,DT0E1C
72 603 FORMAT(' ',10X,'DT0E1=',F6'4,/,10X,'DT0E1A=',F6'4,/,
73 *10X,'DT0E1B=',F6'4,/,10X,'DT0E1C=',F6'4,/)
74 WRITE(108,604)DT0E2,DT0E2A,DT0E2B,DT0E2C
75 604 FORMAT(' ',10X,'DT0E2=',F6'4,/,10X,'DT0E2A=',F6'4,/,
76 *10X,'DT0E2B=',F6'4,/,10X,'DT0E2C=',F6'4,/)
77 WRITE(108,605)DT0Q,DT0QA,DT0QB,DT0C
78 605 FORMAT(' ',10X,'DT0Q=',F6'4,/,10X,'DT0QA=',F6'4,/,
79 *10X,'DT0QB=',F6'4,/,10X,'DT0C=',F6'4,/)
80 WRITE(108,606)MQA,MQB,MQC,MQD
81 606 FORMAT(' ',10X,'MQA=',I2,/,10X,'MQB=',I2,/,10X,'MOC=',
82 *I2,/,10X,'MQD=',I2/)
83 WRITE(108,620)RA
84 620 FORMAT(' ',6X,'RA=',D22'15)
85 WRITE(108,607)ME1A,ME1B,ME1C
86 607 FORMAT(' ',10X,'ME1A=',I2,/,10X,'ME1B=',I2,/,10X,
87 *'ME1C=',I2/)
88 WRITE(108,608)ME2A,ME2B,ME2C
89 608 FORMAT(' ',10X,'ME2A=',I2,/,10X,'ME2B=',I2,/,10X,
90 *'ME2C=',I2/)
91 WRITE(108,609)MQA,MQB,MQC
92 609 FORMAT(' ',10X,'MQA=',I2,/,10X,'MQB=',I2,/,10X,'MOC=',I2/)
93 CALL DINTAB(INA,MQA,DTDA,RIA,KO01A)
94 WRITE(108,99)

```


6

```

95      99 FORMAT('1',10X,'REZULTATE INTERMEDIARE',//)
96      WRITE(108,101) KOD1A
97      101 FORMAT(' ',6X,'KOD1A=',I1)
98      R=K1A
99      CALL DINTAB(10B,MDB,DTDB,R1B,KOD1B)
100     WRITE(108,102) KOD1B
101     102 FORMAT(' ',6X,'KOD1B=',I1)
102     R=R+R1B
103     CALL DINTAB(10C,MDC,DTDC,R1C,KOD1C)
104     WRITE(108,103) KOD1C
105     103 FORMAT(' ',6X,'KOD1C=',I1)
106     R=R+R1C
107     CALL DINTAB(10D,MDD,DTDD,R1D,KOD1D)
108     WRITE(108,104) KOD1D
109     104 FORMAT(' ',6X,'KOD1D=',I1)
110     R=R+R1D
111     WRITE(108,106) R
112     106 FORMAT(' ',6X,'INTEGRALA CURENTULUI LONGITUDINAL ESTE',
113     *R=' ,D22:15)
114     A1D1=P/IDC(1)
115     WRITE(108,201) A1D1
116     201 FORMAT(' ',6X,'A1D1=' ,D22:15)
117     A1D1=3.14:15*A1D1
118     ALFA0=1/A1D1
119     WRITE(108,202) ALFA0
120     202 FORMAT(' ',6X,'ALFA0=' ,D22:15)
121     CALL DINTAB(1E2A,ME2A,DTE2A,R2A,KOD2A)
122     WRITE(108,107) KOD2A
123     107 FORMAT(' ',6X,'KOD2A=',I1)
124     R2=R2A
125     CALL DINTAB(1E2B,ME2B,DTE2B,R2B,KOD2B)
126     WRITE(108,109) KOD2B
127     109 FORMAT(' ',6X,'KOD2B=',I1)
128     R2=R2+R2B
129     CALL DINTAB(1E2C,ME2C,DTE2C,R2C,KOD2C)
130     R2=R2+R2C
131     WRITE(108,110) KOD2C
132     110 FORMAT(' ',6X,'KOD2C=',I1)
133     WRITE(108,113) R2
134     113 FORMAT(' ',6X,'INTEGRALA CURENTULUI IE2 ESTE R2=' ,D22:15)
135     A1DE2=R2/IE2A(1)
136     WRITE(108,203) A1DE2
137     203 FORMAT(' ',6X,'A1DE2=' ,D22:15)
138     A1DE2=3.14:15*A1DE2
139     ALFAE=1/A1DE2
140     WRITE(108,115) ALFAE
141     115 FORMAT(' ',6X,'ALFAE=' ,D22:15)

```

```

142 DIF2V=DIF2/DTDF2
143 DIF2=DIF2V/IE2A(1)
144 WRITE(108,204) DIF2
145 204 FORMAT(' ',6X,'DIF2=',D22'15)
146 DIF2=DIF2/314'15
147 SIGMAESD="ALFAE/DIF2
148 WRITE(108,205) SIGMAESD
149 205 FORMAT(' ',6X,'SIGMAESD=',D22'15)
150 DT01="(3'+100(1)+4'+100(2)+100(3))/(2'+DT00+100(1))
151 WRITE(108,206) DT01
152 206 FORMAT(' ',6X,'DT01=',D22'15)
153 DT01V=DT01*100(1)
154 WRITE(108,116) DT01V
155 116 FORMAT(' ',6X,'DT01V=',D22'15)
156 DT01=DT01/314'15
157 SIGMAD="ALFAD*SIGMAESD/DT01
158 WRITE(108,207) SIGMAD
159 207 FORMAT(' ',6X,'SIGMAD=',D22'15)
160 CALL DINTAB(IE1A,ME1A,DE1A,K3A,K03A)
161 WRITE(108,117) K03A
162 117 FORMAT(' ',6X,'K03A=',I1)
163 K3=K3A
164 CALL DINTAB(IE1B,ME1B,DE1B,R3B,K03B)
165 WRITE(108,118) K03B
166 118 FORMAT(' ',6X,'K03B=',I1)
167 K3=R3+K3B
168 CALL DINTAB(IE1C,ME1C,DE1C,R3C,K03C)
169 K3=R3+K3C
170 WRITE(108,119) K03C
171 119 FORMAT(' ',6X,'K03C=',I1)
172 WRITE(108,120) R3
173 120 FORMAT(' ',6X,'INTEGRALA CURENTULUI IE1 ESTE R3=',D22'15)
174 AIDE1=K3/100(1)
175 WRITE(108,208) AIDE1
176 208 FORMAT(' ',6X,'AIDE1=',D22'15)
177 AIDF1=AIDE1*314'15
178 DIF1=DIF1/DTDF1
179 WRITE(108,210) DIF1
180 210 FORMAT(' ',6X,'DIF1=',D22'15)
181 DIF1V=DIF1/100(1)
182 WRITE(108,209) DIF1V
183 209 FORMAT(' ',6X,'DIF1V=',D22'15)
184 DIF1=DIF1V/314'15
185 DE=DIF1/AIDE1
186 WRITE(108,211) DE
187 211 FORMAT(' ',6X,'DE=',D22'15)
188 CSO=(ALFAD+ALFAE*SIGMAD*DE)/(ALFAD+ALFAE)

```

16

```

189 WRITE(100,212) CSO
190 FORMAT(' ',6X,'CSO=',0,022'15)
191 CE=(1+SIGMAESD)/CSO
192 WRITE(100,213) CE
193 FORMAT(' ',6X,'CE=',0,022'15)
194 CD=(1+CE+CSO+SIGMAD)/(CE+CSO*2+CE*CSO)
195 WRITE(100,214) CD
196 FORMAT(' ',6X,'CD=',0,022'15)
197 DO 301 I=1,ME2A
198 IE2A(I)=(IE2A(I))**2
199 CONTINUE
200 CALL DINTAB(IE2A,ME2A,DTE2A,K4A,K004A)
201 K4=R4A
202 WRITE(100,302) K004A
203 FORMAT(' ',6X,'K004A=',I1)
204 DO 303 I=1,ME2B
205 IE2B(I)=(IE2B(I))**2
206 CONTINUE
207 CALL DINTAB(IE2B,ME2B,DTE2B,R4B,K004B)
208 WRITE(100,304) K004B
209 FORMAT(' ',6X,'K004B=',I1)
210 K4=R4A+K4B
211 DO 305 I=1,ME2C
212 IE2C(I)=(IE2C(I))**2
213 CONTINUE
214 CALL DINTAB(IE2C,ME2C,DTE2C,R4C,K004C)
215 K4=R4A+K4C
216 WRITE(100,306) K004C
217 FORMAT(' ',6X,'K004C=',I1)
218 AE=R4/IE2A(I)
219 AF=AE*314'15
220 WRITE(100,215) AE
221 FORMAT(' ',6X,'AE=',0,022'15)
222 ALFASD=ALFAF*(SIGMAESD**2+AE*ALFAF)/(2+ALFAE*AE**1)
223 WRITE(100,216) ALFASD
224 FORMAT(' ',6X,'ALFASD=',0,022'15)
225 K0=PA/ALFAF
226 XAD=CD*YD
227 XE=XAD/CE
228 XSD=XAD/CSO
229 RSD=XSD*ALFASD
230 RE=YE*ALFAE
231 XSIGMA=XD*XAD
232 CALL DINTAB(I0A,M0A,DTJA,R5A,K005A)
233 WRITE(100,401) K005A
234 FORMAT(' ',6X,'K005A=',I1)
235 K5=R5A

```

```

236 CALL DINTAB(108,M08,DT08,R5B,K005B)
237 WRITE(108,402) K005B
238 402 FORMAT(' ',6X,'K005B=',I1)
239 K5=R5+K5B
240 CALL DINTAB(100,M00,DT00,R5C,K005C)
241 WRITE(100,610) K005C
242 610 FORMAT(' ',6X,'K005C=',I1)
243 K5=R5+K5C
244 ATQ=K5/10A(1)
245 WRITE(108,217) A10
246 217 FORMAT(' ',6X,'A10=',D22'15)
247 ATQ=ATQ*314'15
248 ALFAQ=1'/A10
249 WRITE(108,218) ALFAQ
250 218 FORMAT(' ',6X,'ALFAQ=',D22'15)
251 XQ=PA/ALFAQ
252 XQ=XQ**XSIGMA
253 DTQ=DT00/DT00
254 WRITE(108,219) DTQ
255 219 FORMAT(' ',6X,'DTQ=',D22'15)
256 DTQV=DTQ/10A(1)
257 WRITE(108,220) DTQV
258 220 FORMAT(' ',6X,'DERIVATA LUI IO ESTE DTQV=',D22'15)
259 DTQ=DTQV/314'15
260 SIGMAQSO="ALFAQ/DTQ
261 WRITE(108,221) SIGMAQSO
262 221 FORMAT(' ',6X,'SIGMAQSO=',D22'15)
263 XSU=(XQ**2')/(XQ*(1'"SIGMAQSO))
264 DO 403 I=1,MQA
265 10A(I)=(10A(I))**2'
266 403 CONTINUE
267 CALL DINTAB(10A,MQA,DTJA,R6A,K006A)
268 WRITE(108,405) K006A
269 405 FORMAT(' ',6X,'K006A=',I1)
270 K6=R6A
271 DO 404 I=1,MQR
272 10B(I)=(10B(I))**2'
273 404 CONTINUE
274 CALL DINTAB(100,M00,DT00,R6B,K006B)
275 WRITE(108,406) K006B
276 406 FORMAT(' ',6X,'K006B=',I1)
277 K6=R6+K6B
278 DO 611 I=1,MQC
279 10C(I)=(10C(I))**2'
280 611 CONTINUE
281 CALL DINTAB(100,M00,DT00,R6C,K006C)
282 WRITE(108,612) K006C

```

```

283 612 FORMAT(' ',6X,'KOD6C=',I1)
284      R6=R6+KAC
285      AQ=R6/IOA(1)
286      WRITE(108,222) AQ
287 222 FORMAT(' ',6X,'AQ=',D22'15)
288      AQ=AQ*314'15
289      ALFASQ=ALFAQ*(SIGMAQSQ**2*ALFAQ*AO)/(2*ALFAQ*AO**1)
290      WRITE(108,223) ALFASQ
291 223 FORMAT(' ',6X,'ALFASQ=',D22'15)
292      RSQ=XSU*ALFASQ
293      WRITE(108,501)
294 501 FORMAT(' ',15X,'PARAMETRII STATORICI LONGITUDINALI'//)
295      WRITE(108,502)
296 502 FORMAT(' ',10X,43(' '))
297      WRITE(108,503)
298 503 FORMAT(' ',10X,'*',14X,'*',26X,'*')
299      WRITE(108,504) XD
300 504 FORMAT(' ',10X,'*',3X,'XD',9X,'*',2X,D22'15,2X,'*')
301      WRITE(108,503)
302      WRITE(108,502)
303      WRITE(108,503)
304      WRITE(108,505) XAD
305 505 FORMAT(' ',10X,'*',3X,'XAD',8X,'*',2X,D22'15,2X,'*')
306      WRITE(108,503)
307      WRITE(108,502)
308      WRITE(108,503)
309      WRITE(108,506) XSIGMA
310 506 FORMAT(' ',10X,'*',3X,'XSIGMA',5X,'*',2X,D22'15,2X,'*')
311      WRITE(108,503)
312      WRITE(108,502)
313      WRITE(108,507)
314 507 FORMAT(' ',15X,'PARAMETRII STATORICI TRANSVERSALI'//)
315      WRITE(108,502)
316      WRITE(108,503)
317      WRITE(108,508) XD
318 508 FORMAT(' ',10X,'*',3X,'XD',9X,'*',2X,D22'15,2X,'*')
319      WRITE(108,503)
320      WRITE(108,502)
321      WRITE(108,503)
322      WRITE(108,509) XAD
323 509 FORMAT(' ',10X,'*',3X,'XAD',8X,'*',2X,D22'15,2X,'*')
324      WRITE(108,503)
325      WRITE(108,502)
326      WRITE(108,510)
327 510 FORMAT(' ',15X,'PARAMETRII ROTORICI LONGITUDINALI'//)
328      WRITE(108,502)
329      WRITE(108,503)

```

```
330 WRITE(108,511) XSD
331 FORMAT(' ',1UX,'*',3X,'XSD',8X,'*',7X,022'15,2X,'*')
332 WRITE(108,503)
333 WRITE(108,502)
334 WRITE(108,503)
335
336 512 FORMAT(' ',1UX,'*',3X,'PSD',8X,'*',2X,022'15,2X,'*')
337 WRITE(108,503)
338 WRITE(108,502)
339 WRITE(108,503)
340
341 513 FORMAT(' ',1UX,'*',3X,'XE',9X,'*',2X,022'15,2X,'*')
342 WRITE(108,503)
343 WRITE(108,502)
344 WRITE(108,503)
345
346 514 FORMAT(' ',1UX,'*',3X,'RE',9X,'*',2X,022'15,2X,'*')
347 WRITE(108,503)
348 WRITE(108,502)
349 WRITE(108,503)
350 518 FORMAT('/',15X,'PARAMETRII ROTORICI TRANSVERSALI')
351 WRITE(108,502)
352 WRITE(108,503)
353
354 515 FORMAT(' ',1UX,'*',3X,'XSC',8X,'*',2X,022'15,2X,'*')
355 WRITE(108,503)
356 WRITE(108,502)
357 WRITE(108,503)
358
359 516 FORMAT(' ',1UX,'*',3X,'RSC',8X,'*',2X,022'15,2X,'*')
360 WRITE(108,503)
361 WRITE(108,502)
362 STOP
363 END
```

EXPERIMENTUL LONGITUDINAL

VALORILE DIN OSCILOGRAMA PUI 10

10A(1)	82
10A(2)	57
10A(3)	55
10A(4)	50
10B(1)	50
10B(2)	41
10B(3)	36
10B(4)	30
10B(5)	27
10B(6)	24
10B(7)	22
10C(8)	19
10C(9)	17
10C(10)	15
10C(11)	14
10C(12)	13
10C(13)	11
10C(14)	10
10C(15)	10
10C(16)	9
10C(17)	8
10C(18)	8
10C(19)	7
10C(20)	7
10C(21)	6
10C(22)	6
10C(23)	5
10C(24)	4
10C(25)	4
10C(26)	4
10C(27)	3
10C(28)	3
10C(29)	3
10C(30)	3
10C(1)	3
10C(2)	2
10C(3)	2
10C(4)	2
10C(5)	2
10C(6)	1
10C(7)	1
10C(8)	1
10C(9)	1
10C(10)	1
10C(11)	1
10C(12)	1
10C(13)	1
10C(14)	1
10C(15)	1
10C(16)	1
10C(17)	1
10C(18)	1
10C(19)	1
10C(20)	1
10C(21)	1
10C(22)	1

VALORILE DIN OSCILOGRAMA LUI TEI

IFIA(1)	=	0	0	0
IFIA(2)	=	7	5	0
IFIA(3)	=	7	0	0
IFIA(4)	=	6	2	0
IFIA(5)	=	5	8	0
IFIA(6)	=	5	1	0
IFIA(7)	=	4	8	0
IFIA(8)	=	4	3	0
IFIA(9)	=	3	0	0
IFIA(10)	=	3	3	0
IFIA(11)	=	3	2	0
IFIA(12)	=	3	1	0
IFIA(13)	=	2	8	0
IFIA(14)	=	2	6	0
IFIA(15)	=	2	4	0
IFIA(16)	=	2	1	0
IFIA(17)	=	2	2	0
IFIA(18)	=	1	8	0
IFIA(19)	=	1	7	0
IFIA(20)	=	1	6	0
IFIA(21)	=	1	4	0
IFIA(22)	=	1	3	0
IFIA(23)	=	1	2	0
IFIA(24)	=	1	1	0
IFIA(25)	=	1	0	0
IFIA(26)	=	0	8	0
IFIA(27)	=	0	8	0
IFIA(28)	=	0	8	0
IFIA(29)	=	0	7	0
IFIA(30)	=	0	7	0
IFIB(1)	=	7	0	0
IFIB(2)	=	5	8	0
IFIB(3)	=	5	8	0
IFIB(4)	=	4	4	0
IFIB(5)	=	4	4	0
IFIB(6)	=	2	8	0
IFIB(7)	=	2	8	0
IFIB(8)	=	2	8	0
IFIB(9)	=	2	8	0
IFIB(10)	=	1	0	0
IFIB(11)	=	1	0	0
IFIC(1)	=	1	0	0
IFIC(2)	=	1	0	0
IFIC(3)	=	0	0	0
IFIC(4)	=	0	0	0
IFIC(5)	=	0	0	0
IFIC(6)	=	0	0	0
IFIC(7)	=	0	0	0
IFIC(8)	=	0	0	0
IFIC(9)	=	0	0	0
IFIC(10)	=	0	0	0

EXPERIMENTUL CU STATURUL DESCHIS

VALORILE DIN OSCILOGRAME LUI TE2

IR2A(1)	=	71°00
IR2A(2)	=	51°40
IR2A(3)	=	48°00
IR2B(1)	=	48°00
IR2B(2)	=	43°00
IR2B(3)	=	39°00
IR2B(4)	=	35°00
IR2B(5)	=	34°00
IR2B(6)	=	31°00
IR2B(7)	=	30°00
IR2B(8)	=	29°00
IR2B(9)	=	27°00
IR2B(10)	=	24°00
IR2B(11)	=	23°00
IR2B(12)	=	23°00
IR2B(13)	=	21°00
IR2B(14)	=	20°00
IR2B(15)	=	18°00
IR2B(16)	=	18°00
IR2B(17)	=	17°00
IR2B(18)	=	16°00
IR2B(19)	=	15°00
IR2B(20)	=	14°00
IR2B(21)	=	13°00
IR2B(22)	=	12°00
IR2B(23)	=	12°00
IR2B(24)	=	11°00
IR2B(25)	=	11°00
IR2B(26)	=	9°00
IR2B(27)	=	9°00
IR2B(28)	=	9°00
IR2B(29)	=	9°00
IR2C(1)	=	9°00
IR2C(2)	=	7°00
IR2C(3)	=	5°00
IR2C(4)	=	5°00
IR2C(5)	=	4°00
IR2C(6)	=	2°00
IR2C(7)	=	2°00
IR2C(8)	=	1°00
IR2C(9)	=	1°00
IR2C(10)	=	0°00
IR2C(11)	=	0°00

EXPERIMENTUL TRANSVERSAL

VALORILE DIN OSCILOGRAMA LUI IQ

10A(1)	=	75	°
10A(2)	=	63	°
10A(3)	=	53	°
10B(1)	=	53	°
10B(2)	=	45	°
10B(3)	=	39	°
10B(4)	=	34	°
10B(5)	=	31	°
10B(6)	=	27	°
10B(7)	=	25	°
10B(8)	=	24	°
10B(9)	=	21	°
10B(10)	=	19	°
10B(11)	=	18	°
10B(12)	=	16	°
10B(13)	=	15	°
10B(14)	=	14	°
10B(15)	=	13	°
10B(16)	=	13	°
10B(17)	=	11	°
10B(18)	=	11	°
10B(19)	=	10	°
10B(20)	=	10	°
10B(21)	=	9	°
10B(22)	=	8	°
10B(23)	=	8	°
10B(24)	=	7	°
10B(25)	=	6	°
10C(1)	=	6	°
10C(2)	=	6	°
10C(3)	=	5	°
10C(4)	=	5	°
10C(5)	=	4	°
10C(6)	=	4	°
10C(7)	=	3	°
10C(8)	=	3	°
10C(9)	=	2	°
10C(10)	=	2	°
10C(11)	=	1	°
10C(12)	=	1	°
10C(13)	=	1	°
10C(14)	=	0	°

REZULTATE INTERMEDIARE

K001A=U
K001B=U
K001C=U
K001U=U
INTEG²ALA CURENTULUI LONGITUDINAL ESTER= *535126527777780+02
ATJ1= *6525933265592680+00
ALFAU= *4877758648113210**02
K002A=U
K002B=U
K002C=U
INTEG²ALA CURENTULUI IE2 ESTE K2= *174926666666670+02
ATJ2= *2463755668544000+00
ALFAE= *1292009182694230**01
UTE2= *2746478873239440+02
SIGMAE30= *1477835400622090+00
UJUI= *1443089430894310+02
UJUIV= *1183333333333330+04
SIGMA0= *1569242968331760**01
K003A=U
K003B=U
K003C=U
INTEG²ALA CURENTULUI IE1 ESTE K3= *940033333333330+02
ATJ3= *1146382113821140+01
UTE1= *1100000000000000+04
UTE1V= *1341403414634150+02
JF= *1185701319673960**03
CSU= *9704756787129750+00
CF= *6781430271011280+00
CD= *9161175576016650+00
K004A=U
K004B=U
K004C=U
AF= *2827375897000150+02
ALFA30= *2795091853413300**01
K005A=U
K005B=U
K005C=U
ATC= *4292207407407410+00
ALFAU= *7416213710518670**02
UTC= *9000000000000000+03
DERIVATA LUI IU ESTE DIOV= *1200000000000000+02
SIGMA030= *1941502947632920+00
K006A=U
K006B=U
K006C=U
AC= *1671824079012350+00
ALFA30= *1962664033133410**01

PARAMETRI STATORICI LONGITUDINALI

```
*****  
* X D * ' 1271137173595390+01 *  
* X AD * ' 1164517764495240+01 *  
* X SIGMA * ' 1566763591001470+00 *  
*****
```

PARAMETRI STATORICI TRANSVERSALI

```
*****  
* X Q * ' 8360465652716740+00 *  
* X AQ * ' 7294202261715270+00 *  
*****
```

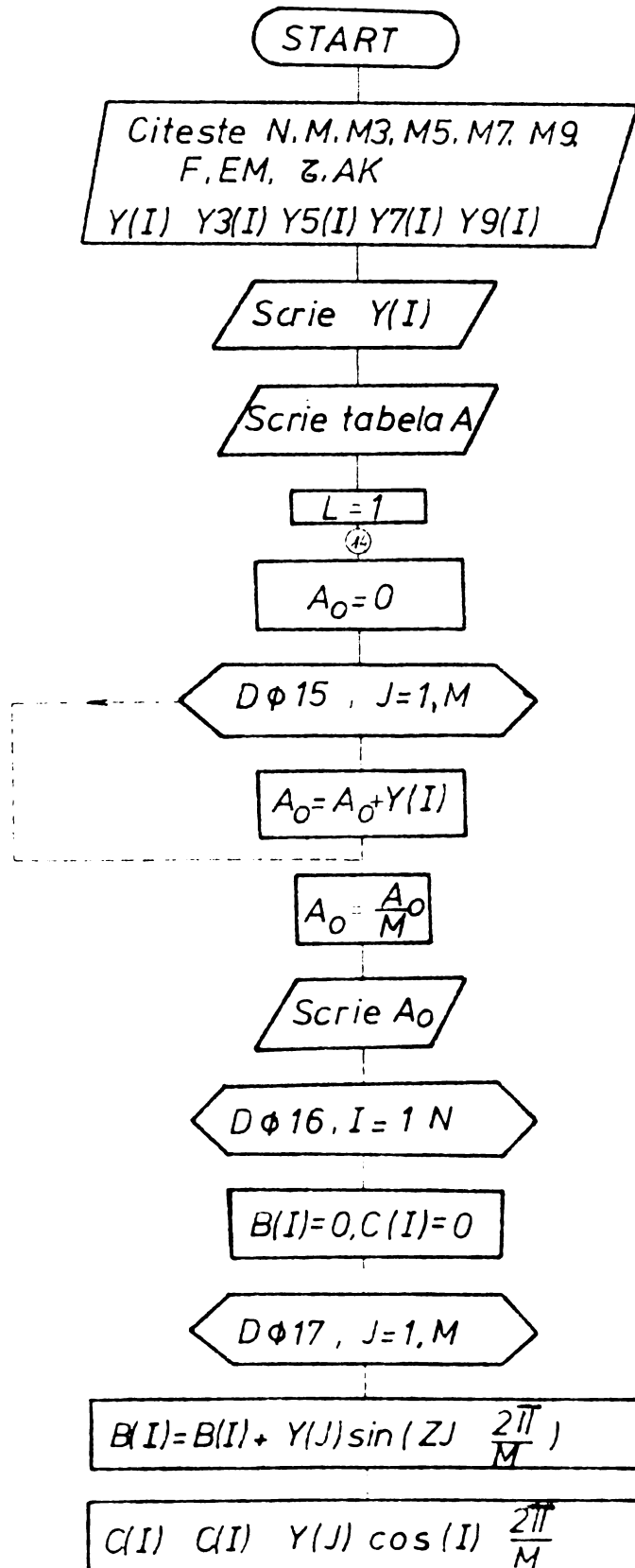
PARAMETRI ROTORICI LONGITUDINALI

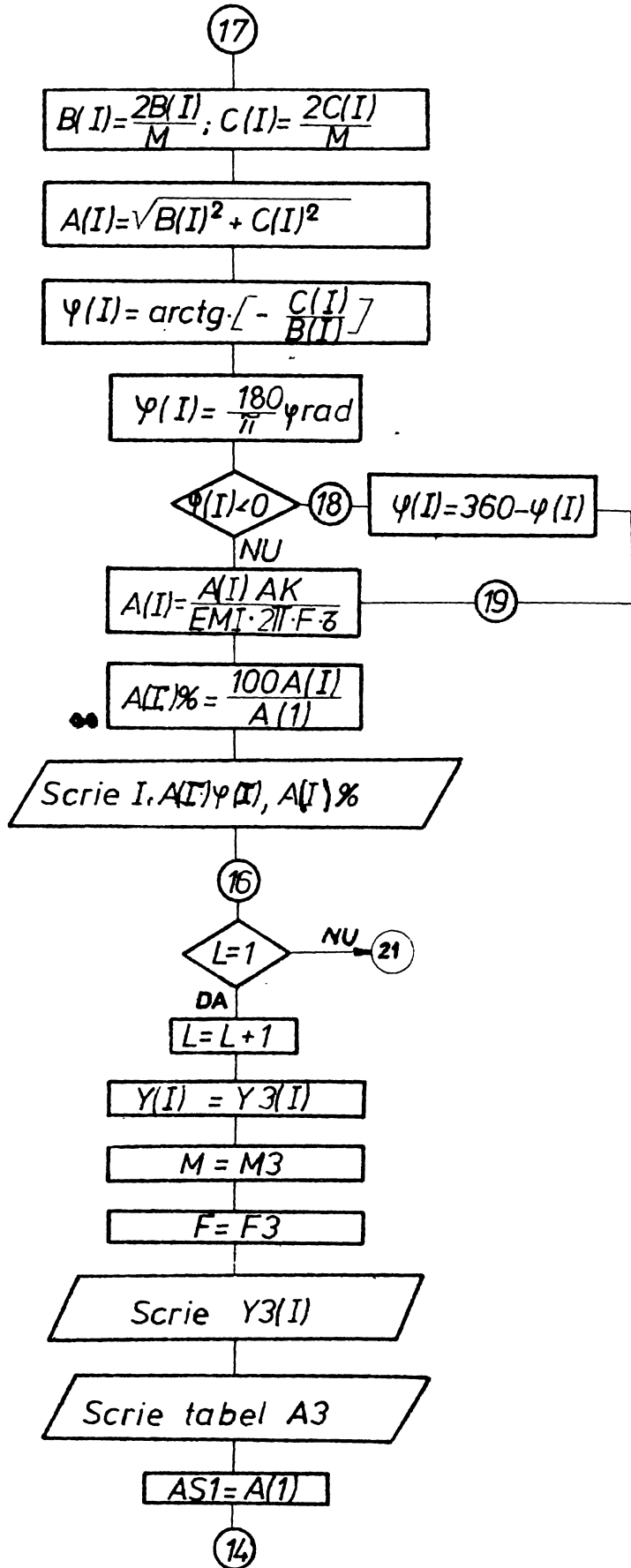
```
*****  
* X S D * ' 1199938123168210+01 *  
* X S AD * ' 3353937272567520*01 *  
* X E * ' 1326106016798990+01 *  
* X F * ' 1713339823919940*01 *  
*****
```

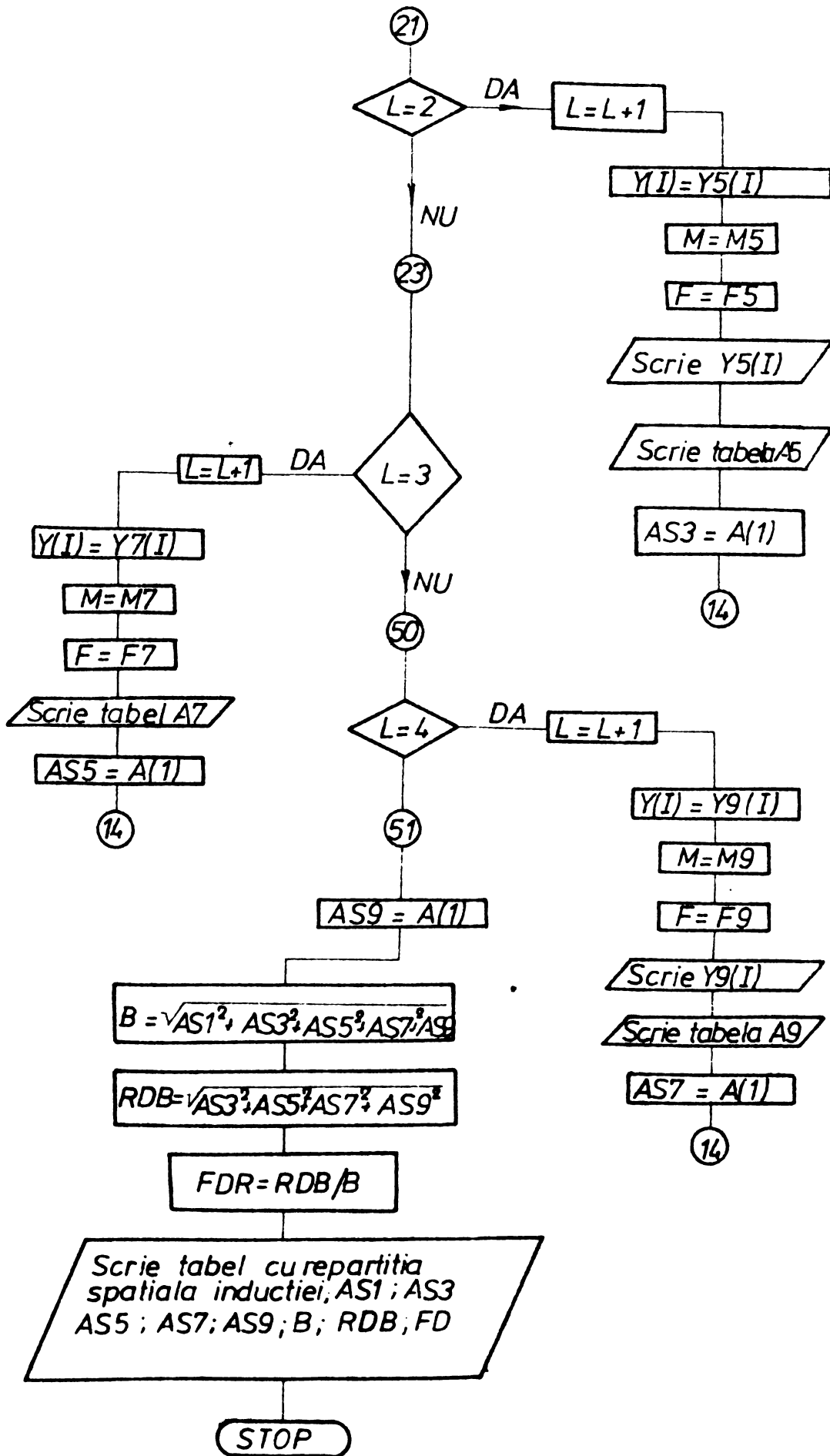
PARAMETRI ROTORICI TRANSVERSALI

```
*****  
* X S Q * ' 7897162690949020+00 *  
* X S AQ * ' 1549947717732870*01 *  
*****
```

Ordinograma de prelucrarea oscilogramelor pentru analiza câmpului magnetic cu metoda filtrelor de spațiu







1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16
17
18
19
20
21
22
23
24
25
26
27
28
29
30
31
32
33
34
35
36
37
38
39
40
41
42
43
44
45
46
47

C
C
C
C
C
C

ANALIZA CIMPULUI CU FILTRE DE SPATIU

FIECARE INREGISTRARE CORESPUNZATOARE UNEI
ARMONICI DE SPATIU SE EXPRIMA :
Y(T)=AZERO+SUMA(A(I))SIN(I*OMEGA*T*FI(I))

DIMENSION Y(70),Y3(70),Y5(40),Y7(40),Y9(30),
CA(15),C(15),C(15),FI(15),PROCENTE(15)

READ(105,1) F,EM,TAU,AK,N,M,M3,M5,M7,M9

1 FORMAT(4F14,6I4)
READ(105,2) (Y(I),I=1,M)
2 FORMAT(9(F6,1,2X))
READ(105,2) (Y3(I),I=1,M3)
READ(105,2) (Y5(I),I=1,M5)
READ(105,2) (Y7(I),I=1,M7)
READ(105,2) (Y9(I),I=1,M9)

3 WRITE(108,3)
FORMAT('1',21X,'ANALIZA ARMONICELOR DE SP',
'C'ATTU ALE CIMPULUI PRINCIPAL LA'//22X,55(''
'//39X,'MASINA SINCRONA DE 5MW'//
139X,27(''')//))

180 FORMAT('1',15Y,'USCULOGRAMA FILTRU 1'//)
WRITE(108,170) (Y,Y(I),I=1,M)
170 FORMAT(' ',20X,'Y(',12,')='F6'2)

6 FORMAT('1',24X,'ARMONICA DE SPATIU',
'C' DE ORDINUL 1'//25X,31(''')//)
9 FORMAT(' ',21X,55('''))
9 FORMAT(' ',21X,'*',11X,'*',17X,'*',10X,'*',
C12X,'*')

10 FORMAT(' ',21Y,'*',2X,'ORDINUL',2X,'*',3X,
'C'AMPLITUDINE',3X,'*',3X,
'C'FAZA',3X,'*',2X,'PRUCENTE',2X,'*')
11 FORMAT(' ',21X,'*',1X,'ARMONICII',1X,'*',
C17X,'*',10X,'*',12X,'*')
12 FORMAT(' ',21X,'*',11X,'*',5X,F6'2,6X,'*',
C10X,'*',12X,'*')
13 FORMAT(' ',21X,'*',4X,12,5X,'*',5X,F7'4,5X
'C',2X,F6'2,2X,'*',3X,F6'2,3X,'*')

L=1
14 AZERU=J
DO 15 J=1,M
15 AZERU=AZERU+Y(J)
AZERU=AZERU/M
WRITE(108,6)

n6

FACTURA 27/08/83 12'46'07

```

48 WRITE(108,9)
49 WRITE(108,10)
50 WRITE(108,11)
51 WRITE(108,9)
52 WRITE(108,6)
53 WRITE(108,9)
54 WRITE(108,12) AZEPU
55 WRITE(108,9)
56 DO 16 I=1,M
57 B(I)=0
58 C(I)=0
59 DO 17 J=1,M
60 B(I)=P(I)+Y(J)*SIN(I*J*3.141592/(M/2))
61 C(I)=C(I)+Y(J)*COS(I*J*3.141592/(M/2))
62 B(I)=2.*S(I)/M
63 C(I)=2.*C(I)/M
64 A(I)=SQRT((B(I)**2+C(I)**2))
65 FI(I)=ATAN(C(I)/B(I))
66 FI(I)=FI(I)+180./3.141592
67 IF(FI(I).LT.0) GO TO 18
68 19 A(I)=A(I)*AK/(EM*I+2.*3.141592*F+TAU)
69 PROCENTE(I)=A(I)*100./A(1)
70 GO TO 20
71 18 FI(I)=360.*ABS(FI(I))
72 GO TO 19
73 20 WRITE(108,13) I,A(I),FI(I),PROCENTE(I)
74 WRITE(108,9)
75 16 CONTINUE
76 WRITE(108,0)
77 IF(LINE*1) GO TO 21
78 L=L+1
79 DO 22 I=1,M2
80 22 Y(I)=Y3(I)
81 M=M3
82 F=2R*57
83 WRITE(108,181)
84 181 FORMAT('1',15X,'OSCILOGRAMA FILTRU 3',///)
85 WRITE(108,171) (I,Y(I),I=1,M)
86 171 FORMAT(' ',20X,'Y3(',I2,')=',F6*2)
87 WRITE(108,107)
88 107 FORMAT('1',///,25X,'ARMONICA DE ',
89 C' SPATIU DE ORDINUL 3'//25X,31('**')//)
90 A(1)=A(1)
91 GO TO 21
92 21 IF(LINE*2) GO TO 23
93 L=L+1
94 DO 24 I=1,M2

```

b

```

95 74 Y(1)=Y5(1)
96 M=M5
97 F=47*41
98 WRITE(108,182)
99 182 FORMAT('1',15X,'OSCILOGRAMA FILTRU 5',///)
100 WRITE(108,172) (I,Y(I),I=1,M)
101 172 FORMAT(' ',20Y,'Y5(',I2,')=',F6'2)
102 WRITE(108,178)
103 178 FORMAT('1',///,25Y,'ARMONICA DE '
104 C'SPATIU DE ORDINUL 5'//25X,31('0'))//)
105 AS3=A(1)
106 GO TO 14
107 23 IF(L.NE.5) GO TO 50
108 L=L+1
109 GO 25 I=1,M7
110 25 Y(I)=Y7(I)
111 M=M7
112 F=67*9
113 WRITE(108,183)
114 183 FORMAT('1',15X,'OSCILOGRAMA FILTRU 7',///)
115 WRITE(108,173) (I,Y(I),I=1,M)
116 173 FORMAT(' ',20Y,'Y7(',I2,')=',F6'2)
117 WRITE(108,109)
118 109 FORMAT('1',///,25Y,'ARMONICA DE '
119 C'SPATIU DE ORDINUL 7'//25X,31('0'))//)
120 AS5=A(1)
121 GO TO 14
122 50 IF(L.NE.4) GO TO 51
123 L=L+1
124 GO 26 I=1,M9
125 26 Y(I)=Y9(I)
126 M=M9
127 F=85*4
128 WRITE(108,184)
129 184 FORMAT('1',15X,'OSCILOGRAMA FILTRU 9',///)
130 WRITE(108,174) (I,Y(I),I=1,M)
131 174 FORMAT(' ',20Y,'Y9(',I2,')=',F6'2)
132 WRITE(108,110)
133 110 FORMAT('1',///,25Y,'ARMONICA DE '
134 C'SPATIU DE ORDINUL 9'//25X,31('0'))//)
135 AS7=A(1)
136 GO TO 14
137 51 AS9=A(1)
138 AB=SQRT(AS1**2+AS3**2+AS5**2+AS7**2+AS9**2)
139 PAS1=100*AS1/AB
140 PAS3=100*AS3/AB
141 PAS5=100*AS5/AB

```

Po

```

142 PAS7=100*AS7/AB
143 PAS9=100*AS9/AB
144 AB=AB/SQRT(2)
145 KOB=SQRT(AS3**2+AS5**2+AS7**2+AS9**2)
146 KOB=KOB/SQRT(2)
147 FO=ROB/AB
148 WRITE(100,201)
149 201 FORMAT('1',24X,'STRUCTURA IN SPATIU A',1X,
150 *CIMPULSI MAGNETIC DIN INTREFIER',//)
151 WRITE(100,202)
152 202 FORMAT('1',21X,57(' '))
153 WRITE(100,203)
154 203 FORMAT('1',21X,'*',22X,'*',17X,'*',14X,'+')
155 WRITE(100,204)
156 204 *Z Y,*,3X,AMPLITUDE',2X,ARMONICA DE SPATIU',
157 *Z Y,*,3X,AMPLITUDE',3X,'*',3X,PROCENTE',3X,'*')
158 WRITE(100,203)
159 WRITE(100,202)
160 WRITE(100,203)
161 WRITE(100,205)AS1,PAS1
162 205 FORMAT('1',21X,'*',8X,AS1',11X,'*',5X,F6'2,6X,'*',3X,
163 *F6'2,5X,'*')
164 WRITE(100,203)
165 WRITE(100,202)
166 WRITE(100,203)
167 WRITE(100,206)AS3,PAS3
168 206 FORMAT('1',21X,'*',8X,AS3',11X,'*',5X,F6'2,6X,'*',3X,
169 *F6'2,5X,'*')
170 WRITE(100,203)
171 WRITE(100,202)
172 WRITE(100,203)
173 WRITE(100,207)AS5,PAS5
174 207 FORMAT('1',21X,'*',8X,AS5',11X,'*',5X,F6'2,6X,'*',3X,
175 *F6'2,5X,'*')
176 WRITE(100,203)
177 WRITE(100,202)
178 WRITE(100,203)
179 WRITE(100,208)AS7,PAS7
180 208 FORMAT('1',21X,'*',8X,AS7',11X,'*',5X,F6'2,6X,'*',3X,
181 *F6'2,5X,'*')
182 WRITE(100,203)
183 WRITE(100,202)
184 WRITE(100,203)
185 WRITE(100,209)AS9,PAS9
186 209 FORMAT('1',21X,'*',8X,AS9',11X,'*',5X,F6'2,6X,'*',3X,
187 *F6'2,5X,'*')
188 WRITE(100,203)

```

06

FACTURA 27/08/83 12'46'07

```
109      WRITE(100,202)
110      WRITE(100,210) AB
111      FORMAT(' ',21Y,'VALOAREA EFECTIVA A INDUCTIEI',
112      *IX,'B=' ,F6'2,///)
113      WRITE(100,211)XDB
114      FORMAT(' ',21Y,'REZIDUUL DEFORMANT B=' ,F6'2,///)
115      WRITE(100,212)F0
116      FORMAT(' ',21X,'FACTORUL DE DISTORSIUNE A CIMPULUI=' ,
117      *F6'2)
118      STOP
119      END
```

OSCILOGRAMA FILTRU I

Y(1)	4
Y(2)	6
Y(3)	13
Y(4)	18
Y(5)	23
Y(6)	27
Y(7)	31
Y(8)	35
Y(9)	38
Y(10)	42
Y(11)	46
Y(12)	48
Y(13)	50
Y(14)	50
Y(15)	51
Y(16)	51
Y(17)	53
Y(18)	55
Y(19)	55
Y(20)	55
Y(21)	50
Y(22)	46
Y(23)	43
Y(24)	40
Y(25)	37
Y(26)	34
Y(27)	30
Y(28)	26
Y(29)	21
Y(30)	17
Y(31)	12
Y(32)	8
Y(33)	4
Y(34)	
Y(35)	4
Y(36)	6
Y(37)	13
Y(38)	16
Y(39)	22
Y(40)	25
Y(41)	27
Y(42)	31
Y(43)	35
Y(44)	38
Y(45)	42
Y(46)	44
Y(47)	46
Y(48)	50
Y(49)	55
Y(50)	55
Y(51)	55
Y(52)	55
Y(53)	55
Y(54)	55
Y(55)	48
Y(56)	46
Y(57)	43
Y(58)	40
Y(59)	34
Y(60)	33
Y(61)	33
Y(62)	30
Y(63)	27
Y(64)	21
Y(65)	12
Y(66)	6
Y(67)	4
Y(68)	

ARMONICA DE SPATIU DE ORDINUL 1

ORDINUL ARMONICII	AMPLITUDINE	FAZA	PERCENTE
	100		
1	6867	359°42	100°00
2	0000	341°13	°00
3	0025	351°58	°37
4	0000	21°02	°00
5	0009	331°00	°12
6	0000	48°25	°00
7	0007	347°50	°11
8	0000	62°17	°00
9	0003	275°65	°04
10	0000	340°73	°00
11	0002	341°63	°02
12	0000	61°37	°00
13	0001	63°77	°02
14	0000	35°29	°00
15	0001	2°94	°01

ARMONICA DE SPATIU DE CROIUNUL 3

ORDINUL ARMONICIILOR	AMPLITUDINE	FAZA	PROCENTE
	100		
1	1412	35	100.00
2	6000	12.16	0.00
3	6010	22.99	0.71
4	6000	284.22	0.00
5	6005	74	0.37
6	6000	331.80	0.00
7	6001	15.98	0.09
8	6000	47.94	0.00
9	6001	56.50	0.07
10	6000	282.21	0.00
11	6001	285.80	0.05
12	6000	79.07	0.00
13	6000	279.12	0.01
14	6000	280.24	0.00
15	6001	24.08	0.04

ARMONICA DE SPATIU DE ORDINUL 5

ORDINUL ARMONICII	AMPLITUDINE	FAZA	PROCENTE
	100		
1	0274	2°03	100°00
2	0000	7°00	°00
3	0004	42°72	1°49
4	0000	41°69	°00
5	0002	20°54	°59
6	0000	276°95	°00
7	0001	31°69	°44
8	0000	22°60	°00
9	0001	43°39	°30
10	0000	65°66	°00
11	0001	90°00	°33
12	0000	299°08	°00
13	0001	316°61	°21
14	0000	45°65	°00
15	0001	328°10	°21

ARMONICA DESPATTU DE ORDINUL 7

ORDINUL ARMONICI	AMPLITUDINE	FAZA	PROCENTE
	'00		
1	'0578	'44	100'00
2	'0000	11'97	'00
3	'0022	7'25	3'76
4	'0000	34'90	'00
5	'0002	326'09	'30
6	'0000	270'44	'00
7	'0001	7'16	'21
8	'0000	'00	'00
9	'0001	352'88	'16
10	'0000	298'72	'00
11	'0001	33'92	'14
12	'0000	329'58	'00
13	'0005	352'75	'57
14	'0000	351'06	'00
15	'0039	359'56	6'67

ARMONICA DESPATTU DE ORDINUL 9

ORDINUL ARMONICIT	AMPLITUDINE	FAZA	PERCENTE
	°00		
1	°0395	°38	100°00
2	°0000	347°70	°00
3	°0019	°52	4°70
4	°0000	352°25	°00
5	°0001	12°64	°27
6	°0000	27°36	°00
7	°0000	350°35	°11
8	°0000	12°37	°00
9	°0001	357°00	°27
10	°0000	275°11	°00
11	°0001	359°37	°17
12	°0000	°00	°00
13	°0001	°62	°14
14	°0000	55°31	°00
15	°0001	3°00	°16

STRUCTURA IN SPATIU A CIMPULUI MAGNETIC DIN INTERFIER

ARMONICA DE SPATIU	AMPLITUDINE	PROCENTE
AS1	'69	97'39
AS3	'14	20'83
AS5	'03	3'88
AS7	'06	8'19
AS9	'04	5'60

VALOAREA EFECTIVA A INDUCTIEI B= '50

REZIDUUL DEFORMANT B= '11

FACTORUL DE DISTORSIUNE A CIMPULUI= '23

B I B L I O G R A F I E

1. Abrenovici B.N. - Metod opredelenija parametrov sinhronnih masin na T.V.M.
Izvestija vjssih ucebnych zavedenij
ENERGETIKA nr.5,1979.
2. Adkins B. - Obščiaia teorija elektriceskich masin
G.E.I.Moskva - 1960.
3. Akademia Nauk SSSR - Turbo i ghidrogheneratori bolgoi maščinosti i perspektivi ih razvitiia.
Nauka - Leningrad 1968.
4. Akademia Nauk L.S.S.R. - Beskontaktnie elektriceskie masini
Zinatne - Riga 13 - 1974.
5. Akademia Nauk L.S.S.R. - Beskontaktnie elektriceskie masini
Zinatne - Riga 14 - 1975.
6. Akademia Nauk L.S.S.R. - Beskontaktnie elektriceskie masini
Zinatne - Riga 15 - 1976.
7. Akademia Nauk SSSR - Turbo i ghidrogheneratori Metodi issledovaniia i rasceta Nauka - Leningrad
1974.
8. Akademia Nauk SSSR - Problemi sazdeniia turbo i ghidroghene-
ratorov bolgoi maščinosti Nauka-Lenin-
grad 1971.
9. Akademia Nauk
Ukrainskoi SSR
Institut electrodinamiki - Problemi povigeniia nađejnosti maščin
turbogheneratorov Sbornik naucinih
trudov. Naukova dumka - Kiev 1979.
10. Akademia Nauk SSSR - Issledovanie turbo i ghidroghenerato-
rov bolgoi maščinosti Nauka-Leningrad
1977.
11. Aliabiev M.I. - Obščiaia teorija elektriceskich masin
Sudostroenie Leningrad 1965.
12. Altsuler J.B.,
Kartagevski P.,
Liwachits A.L.,
Feinstein J.B. - Rascet elektromagnitnih polei v
elektriceskich masinah.
Moskva Energia 1968.

13. Andreev V.G. - Issledovanie na A.V.M. neravnovesnih stacionarnih rejimov raboty sinkhronogo gneratora
Elektrotehnika nr.12 1977
14. Atanasiu Gh. - Transformări de variabile în teoria maşinilor electrice
Conferința Națională de Electrotehnică și energetică
Timișoara septembrie 1982
15. Baldan G., Durano G. - Il calcolo e il disegno delle macchine elettriche
Liviana editrice Padova 1977.
16. Barral J., Bonnefille R. - Contribution a l'étude de la machine synchrone à circuit magnetique saturé
R.G.E. 11/1978.
11. Bălă C. - Maşini electrice
E.D.P. Bucureşti 1979
18. Battersby G.A., Mansel A.D. - Some notes on winding analysis and the measurement of machine parameters.
Int.J.Elec.Eng.E.
Ekspress informația
Elektriceskie maşini i aparati 2, 1977.
19. Belousov V.V., Ceciurin V.L. - Algoritmi islenogo rasceta polia i poteri v torţevoi zone elektriceskoi maşini
Is. A.N. S.S.R.
Energetica i transport 6/1976.
20. Cenco C., Rabach G. - Valutozione della permeanza di cave mediante la determinazione numerica del campo magnetico con metodi iterativi di tipo SLOR
L'ELECTROTECNICA VOL.LXV 3-1978.
21. Blas C., Lawerson P. - Analiz i rascet elektriceskih i magnitnih polei
Energia Moskva 1970.
22. Bitser Bethold Koglin Hans-Jungen - Numerische Ermittlung der Parameter von Synchron-maschinen aus Stosskurzschluss versuchen
ETZ A99 nr.9, 1978.
23. Simiescu M., Gh.Liuba Grando I. - Analiza cîmpului magnetic util la generatoarele de mare putere cu ajutorul filtrelor de spațiu
Bul.St.Tehn. al I.P.T.V.T.
Tom 24/1979.

24. Bînkii E.A., Danilevici Ia. - Elektromagnitnâie pulsi
Iakovlev V. electriceskiih mašin
Energia -Leningrad-1979.
25. Bîșiescu M., Luba Gh.,
Vășteski C. - Studiul posibilităților
de încercare a mașinilor
electrice mari pe un
stand de încercare al
ICMR
Contract de cercetare nr.95/
1976-1979 Institutul Polite-
tehnic "Traian Vuia" Timi-
șoara - ICMR Reșița
26. Chikasa U., Takao O. - Three-Short Circuit Method
for Measuring Synchronous
Machine Constants and Ana-
lysis of Saturation Effects
on Machine Constants
Electrical Engineering in
Japan, Vol.97, no.3, 1977
27. Chikasa U., Tako O. - Extended Slip Test for
Measuring Synchronous Machine
Constants Electrical
Engineering in Japan, Vol.97,
No.3, 1977.
28. Ciaban I. - K vascetu perehodnih protse-
sov v dempfirnih konturah
električeskiih mašin
Elektricitstvo nr.6, 1978.
29. Cîmpeanu A. - Mașini electrice
Seria 1 - București 1977
30. Concordia E. - Sincronnâie mașini
Perehodnii ustanovivšiesija
režimii
Gosenergoizdat 1969.
31. Dancea I. - Programarea calculatoarelor
numerice
Editura Dacia, Cluj 1977.
32. Dandeno Kundur,
Poray Zein El Din - Adaptation and Validation of
Turbo-generator model Para-
meters through on line Freq-
uency Response Measurements
IEEE Trans on PAS Vol.100, 100,
1981.
33. DaniŃevici Ia., B
Domb-ovski V. V.
Kazovski E.Ia. - Parametrii electričeskiih
mašin peremennogo toka
Nauka--ockva-Leningrad 1965.

34. Denilevici Ia.,
Iakovlev V.T. - Raspredelenie aksialnoi sostov-
liainscei induktsii postatora
turbogenerators
Elektrotehnika 12/1975
35. Demidovich B.
Moron T. - Éléments de calculs numériques
Edition Mir - Moscou - 1973
36. Demircian K. - Modelirovanie magnitnîh polei
Energia - Leningrad - 1974
37. Demircian K.S. - Metod rasceta vîhrevîh magnetnîh
polei s pomoşeu skalirnogo
magnitnogo potenciala
Energetica i transport 4, 1970.
38. Dommel H.W.,
Sato N. - Fast Transient Stability Solutions
I.E.E. Trans. PAS Vol. PAS 91 1972
39. Dordea T. - Maşini electrice
E.D.P. Bucureşti 1970
40. Dordea T., Biriescu M.,
Voia V., Liuba Gh.,
Babescu M., Varinski C. - Cercetări în domeniul încercării
şi determinării unor parametri
funcţionali ai maşinilor sincrone
şi asincrone din profilul Intre-
prinderii C. Construcţiei de Maşini
Reşiţa
Contract de cercetare nr.124/1981
41. Dordea T., Sora T.,
Biriescu M., Voia V.,
Liuba Gh., Babescu M.,
Varinşki C. - Cercetări privind determinarea
experimentală a unor parametri la
maşini sincrone şi asincrone de
medie şi mare putere din profilul
ICM Reşiţa
Contract de cercetare nr.22/1982
TPTV Timişoara-ICM Reşiţa
42. Fedorov A.A. - Opredelenie rascetnîh parametrov
Sinhronnîh dvigatelei s şihtov-
vanîmi poliusami.
43. Galishev L. - Nelineinaiia elektrotehnika
Per. s nemetkii
Energia - Moskva 1976
44. Filt R.V. - Obscii metod opredelenia elektro-
mehaniceskîh ustroistvo s nasîscia
inscainsia magnit noprovodom.
Elektrotehnika nr.3 - 1977
45. Fink K. - Messtechnische Grundlagen zur Bere-
chnung von Ausgleichsvorgangen der
Synchronmaschine ETZ A 1967,88, nr.3
46. Frenaus A., Măgurcanu L.,
Călugăreanu A., Condruţ I.,
Dăbuleţ M. - Maşini şi sisteme de acţionări
electrice
Probleme fundamentale
E.T. Bucureşti 1978

47. Frohn H. - Möglichkeiten der experimentellen Analyse des Luftspaltfeldes elektrischer Maschinen
E.T.Z. A 1969 - 10 nr.4
48. Gheorghiu T.S.,
Fransua A.S. - Tratat de magnet electrice
Editura Academiei R.S.R.
1972
49. Gibson J.B. - Sisteme automate de linie
Traducere din limba engleza - SA
E.T. Bucuresti 1967
50. Glebov A.,
Mamikoniant L.G. - Problemi turbo- i induktors-
natorostroenije na vozdušn-
noi konferentsii po kolji elek-
triceskiih sistemov
Informelektroenergiya - 1970.
51. Gluhivskii J.V. - Korespondentskii vopros
ob obratnoeivnykh parametrov
magnitov
Elektrotehnika nr.3, 1971
52. Gopal Reddy,
Jones C.V. - Line-line short circuit of
synchronous machine:
illustration of the
chire analysis
Proc.IEE Vol.111, Pt.1, Jan 1971
53. Govorkov V.A. - Elektriceskie i magnitnye polia
Energiia - Moskva - 1971
54. Guilbert A. - Magnitna generacija
E.T. Lucea - 1971
55. Guralnik S.N. - Otilotraficeskie galvanometri
Energiia Moskva - 1971.
56. Hannakam L.,
Nolle E. - Berechnung von Ankrempstellen
beim Teilkreischluss in der Dreh-
wicklung einer Leistungsmaschine
Arch Elektrotech. nr.1-1973
57. Harris M.R.,
Lawerson P.I.,
Stefenson J.L. - Sistemi odnositelnykh edinit v
teorii elektriceskikh mashin
perevod s angl
Energiia Moskva 1975
58. Iakusov V.M. - Eksperimentalnye opredeleniia
chastotnykh harakteristik i elektro-
magnitnykh parametrov na otnosnykh
sinusnykh generatorev.
Izvestija vuzov - 1971
Elektrotehnika 5-1971.

58. Ivanov Smolenski A.V. - Elektromagnitnie polia i proťesi v elektriceskih mařinah i ih fizičeskoe modelirovanie
Energia - 1969
59. Jarve G.H. - Promišlenie ispítania elektriceskih mařin Leningrad - 1963
60. Lehter V.A. - Harakteristiki i parametrî favnopoliusnîh sinhronnîh mařin s nařisčenim magnitoprovodîm
Elektricestvo nr.8-1979
61. Harpov G.V. - Metod eksperimentalnogo issledovania sinhronnoi mařinî v dvuh osiah
Elektricestvo nr.9- 1970
62. Rozovski B.Ia. Danilevici Ia.B. - Anormalnie regimî k rupnîh sinhronnîh mařin
Nauka Leningrad - 1969
63. Rozovski B.Ia. Kasibov V.A. - Perehodnie proťesi pri otkliucenii kratkovremennîh korotkih zamîkanii sinhronnîh mařin
Izv.A.N.S.S.S.R. Energetika nr.5/1972
64. Rozovski B.Ia. - Perehodnie proťesi elektriceskih mařin peremennogo toka
A.N. S.S.S.R.:Moskva-Leningrad 1962
65. Mambark B. - Sinhronnie mařinî i ustojivosti elektriceskih sistem
G.E.I. Moskva - 1960
66. Leonenko S.V. Špilov S.A. Maricov A.A. - Elektriceskie mařinî
Spećialnii kurs
Viššaia škola, - Moskva - 1975
67. Kostenko M.P. Piotrovski L.I. - Elektriceskie mařinî
Gosenergoizdat Moskva - 1962
68. Kostenko M.P. Piotrovski L.I. - Elektriceskie mařinî Ci. 1 i 2.
Energia 1973
69. Králov V.F. - Inductivnie soprotivlenie "Poitier" V rezimah s aktivnoi nagruzki
Elektrotehnika nr.12-1979.
70. Liddle Th. - Teoria sinhronoi masinî pri perehódnîh proťesah
G.E.I. Moskva - 1957
71. Lee D.C. Tan Cwen - A weighted -least squares parameters estimation of synchronous machines
IEE Trans., P.A.S. nr.1 1977

73. Lerner L. - Rotroenie shem i skhema
elektricheskikh mashin i oborudovaniia
elektroim i elektromashin
Elektrotehnika nr. 7-1972
74. Levinstein M.L. - O pichodnom kole
elektrotehnika
Energia - Moskva - 1972
75. Liuter R.A. - Raschet sinkronnykh mashin
Energia - Leningrad - 1971
76. Makarov B. - Magnitnoe pole v subpotoke
elektricheskoi mashiny
Elektrotehnika nr. 7-1972
77. Mamikonian L. - O pichodnikh protsekh v sinkronnykh
mashinakh s uslozhnennymi kharakteristikami
na rotore
Elektrichestvo 7-1954
- Manchur G., Lee D.C.,
78. Coultas R.E., Griffin T.D., - generator modela Est-11-1100
Watson W. by Frequency Response Method on
a 555 MVA Machine
79. F.P. de Mello I.R. Ribeiro - Derivation of synchronous machine
parameters from tests
I.E.E. Transactions on PA
93-2/1977
80. Mihalache M. - Paramètres de régime transitoire
de la machine synchrone
Définitions et méthodes de calcul
Rev. Roum. sci. tech. Ser. Electrotech.
1978-22, nr. 2
81. Mihalache M. - Cu privire la rezolvarea problemei
a ecuațiilor lui Park cu parametri tranzitorii
Electrotehnica nr. 7-1972
82. Mihalache M. - Identificarea dinamică a parametrilor
tranzitorii din experimntul la mașina
sincronă
Electrotehnica nr. 7-1972
83. Mikliaev I. - Opredelenie parametrov sinkronnykh
mashin
Elektrichestvo nr. 7/1972
84. Myskis A.D. - Introductory Lectures
Lectures in Higher Mathematics
Mir Publishers - Moscow - 1972
85. Myskis A.D. - Advanced Mathematics
Special Course
Mir Publishers - Moscow - 1977

86. Nedelcu V. - Regimurile de funcționare ale
mașinilor de curent alternativ
E.T. București 1968
87. Newton G.C.,
Goult L.A. - Analytical Design of Linear Feed
back Controls
New York, John Wiley - Sons 1957
88. Nicolaide A. - Mașini electrice - vol. I, vol. II
Craiova - 1975
89. Nicolaide A. - Untersuchung der Dampferwicklung
und des natürlichen Dampfersystems
der Schenkelpol Synchronmaschinen
Arch. für Elektrotechnik 2H/1969.
90. Nicolaescu I.,
Stoka M.I. - Matematici pentru ingineri
E.T. 1971
91. Novac T. - Mașini electrice
Lit. Institut. Politehnic T.V.
Timișoara, 1969.
92. Pavliuk K. - Methode statistique de mesure
des constantes de temps et des reac-
tances d'une machine synchrone.
R.G.B. Juin 1962
93. Pavliuk K. -
Bednarek S. - Fuzk i asinhronnîe rezimî sinhro-
nnîh dvigatelei
Energia - Moskva - 1971
94. Petrov G.N. - Elektriceskie mașinî
G.E.I. - Moskva - 1963
95. Petrov Iu. P. - Variaționnîe metodî optimal nogo
upravlenia
Energia-Leningrad -1965
96. Postnikov I.M. - Proektirovanie elektriceskih mașin
Kiev -1960
97. Postnikov I.M. - Obșciaia teoria elektriceskih
mașin Tehnika -Kiev 1966
98. Postnikov I.M. - Obobșcennaia teoria i perehodnîe
protesî elektriceskih mașin
Tehnika -Kiev -1966
99. Postnikov I.M.,
Stanișlevski L.
i. dr. - Elektromagnitnîe i teplovîe
protesî v konțevîh ciastiah
moscînîh turbogeneratorov
Nauk dumka-Kiev-1971

100. Postnikov I.M. - Zavisimosti aktsialnoi sootvliaiushei polia v torzhevoi zone turbogeneratora. Otkrytiya rabota
Elektritsestvo nr.1-1977
101. Postnikov I.M.
Maergoiz I.D.
Postnikov V.J. - Magnitnoe pole i parametry zameshchenia masivnoi-rotornoi magini pri malih skholjeniiakh
Elektritsestvo 9-1977
102. Rafian M. - Determination of synchronous machine phase-coordinate parameters
Proc.I.E.E. vol.123-9/1976
103. Riazanov G.A. - Opiti i modelirovanie pri izucenii elektromagninogo polia
Nauka, Moskva 1965
104. Rogozin G.G.
Gorin V. Ia. - Opredelenie chastotnih karakteristik krupnih turbogenerátorov
Electr.st.nr.2, 1971.
105. Rogozin I. - Parametri ekvivalentnih konturov shem zameshchenia rotora obobshchennogo turbogeneratora
Elektrotehnika nr.5 - 1980
106. Rotici R.V. - Izmerenie garmonik polia v zazore asinhronnih mashin s pomoshchii izmeritel'nykh obmotok
Elektromehanika nr.6-1967
107. Salvatore L,
Savino M., Torcello A. - Determinazione dei parametri della macchina sincrona utilizzando un minicalcolatore
Electrotechnica nr.7, 1979.
108. Say M.G. - Electrical engineer's reference book
13-th edition London 1976
109. Schakshaft G. - New approach to the determination of synchronous machine parameters from tests.
Proc.I.E.E. 121-11 November 1974
110. Schakshaft G.,
Henser P.B. - Model of Generator Saturation for Use in Power System Studies
Proc.I.E.E. Vol.126, 8-1979
111. Sergheev P.S.,
Vinogradov N.V.
Gorianov P.A. - Proektirovanie elektritseskikh mashin
Energia - Moskva 1969
112. Sivokobilenko V. - Opredelenie parametrov i karakteristik mashin peremennogotoka
I.V.o.2. Energetika nr.5-1978

113. Sokolov M. - Opredelenie ciastotnih karakteristik
sinhronnih masin
Elektricesstvo 1-1962
114. Sokolov M. - Opredelenie ekvivalentnih elektro-
magnitnih parametrov sinhronnih
dvigatelei
Elektrotehnika 1-1977.
115. Sugiyama T,
Nishiwaki T.,
Takeda S., Abe S. - Measurements of Synchronous Machine
Parameters under operating Condition
I.E.E. Trans. on P.A.S. vol. PAS
101 nr.4/1982
116. Taft V.A. - Elektriceskie tpepi s periodiceski
izmeniajuscimisia parametrami i
perekhodnie protsessi v sinhronnih
masinah
Izv. A.N. S.S.S.R. - 1958
117. Takeda S.,
Adkins B. - Determination of synchronous ma-
chine parameters
Proc. JEE 121-12 december 1974
118. Talalov I.I. - Parametri i karakteristiki iavnopo-
liusnih sinhronnih masin
Energia - Moskva - 1978
119. Ter-Gazarian G. - Aktivnie soprotivlenie obratnoi
posledovatelnosti iavnopoliusnogo
rotora s ucetom nasigceniia
Elektrotehnika nr.1/1977
120. Titko A.I.,
Sevastlivii G.G. - Matematiceskoe i fiziceskoe modeli-
rovanie elektromagnitnih polei v
elektriceskih masinah peremenogo
toka
Nauk, dumka - Kiev 1976
121. Titov V, Hutoretzkii - Turbogeneratori
Energia Leningrad - 1965
122. Truseev I.I. - Elektromechaniceskie protsessi v
masinah peremenogotoka
Energia Leningrad. 1980.
123. Vainer I.G. - O sverhper hodnoi postoiannoii
vremeni tur bogheneratorov
Elektriceskie stanicii nr.12-1976
124. Vojnov A.T. - Osnovii teorii perekhodnih protsessov
sinhronnoi masini
Goseneroisdat Moskva - 1960
125. Vojnov A.T. - Elektriceskie masini
Energia Moskva - 1969

126. Vajnov A.T.
Grinbaum
- Analytical report on the
polia obmotki vozbyderia turbogla-
neratora s malom nishom interior
Elektrika nr.7/1970
127. Vajnov A.T.
- Iereshodnie pro... v...
razmenogotcha.
Energiya - Izv. 1968 - 1970
128. Veinger A.I.
- Eksperimentalnoe opredelenie para-
metrov sinkronogo dvigatelya
Izvestiya Akademiya Nauk SSSR
1970
129. Voldek A.I.
- Elektricheskie...
Energiya, Izv. 1970 - 1971
130. Voldek A.T.
- Elektricheskie...
Energiya Leningrad 1974
131. Watson W.,
Lanchur G.
- Synchronous Machine...
Tap dances from... Volt
Measurements at the...
IEE Trans. IAS vol.IAS 92, 3-1974
132. Yao-nan Yu
- Experimental Determination of E at
Equivalent Circuit Parameters of
Synchronous Machine
IEE Trans. on PAS vol.87, 3-1971.
133. x x x
- Sinkronnie generatory
Obzor po doliadaniu S.T. i. i. i.
Izdat. 1958
Energiya Moskva - 1970
134. x x x
- Sinkronnie generatory
Sbornik perevodnykh statei s
narodnoi konferentsii po bolshim
elektricheskim... (Sbornik-1974)
135. x x x
- Sinkronnie generatory
Lejdnarodnaya...
Elektricheskie... (1972)
Obzor doliadaniu
Energiya Moskva 1977
136. x x x
- Rapport d'activité du...
travail op. Conditions de...
ent...
Elect...
Sbornik...
Elektrika... 1971
137. x x x
- ...
Energiya Moskva - 1971

1.

Memoratorul Inginerului electrician
Siemens