

**UNIVERSITATEA „POLITEHNICA” TIMIȘOARA
FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ**

Ing. Bădoiu Constantin

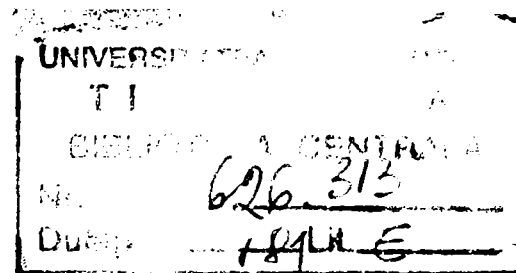
**Contribuții la studiul regimurilor de funcționare staționar
respectiv tranzitorii în sistemul electroenergetic
al unei nave fluviale**

Teză de doctorat

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

**CONDUCĂTOR ȘTIINȚIFIC
Prof.dr.ing. Ioan Novac**

**Timișoara
2000**



CUPRINS

Introducere	4
1. Sistemul electroenergetic de pe o navă fluvială	7
1.1. Stadiul actual și tendințe.	7
1.2. Structura, componența și rolul sistemelor electromecanice navale cu convertoare statice de putere.	10
1.3. Sistemul electroenergetic de pe o navă	13
1.3.1. Motorul Diesel	14
1.3.2. Generatorul sincron	16
1.3.3. Motorul asincron	17
1.3.4. Reglatoare pentru tensiune și turație	19
2. Analiza regimurilor staționare și tranzitorii la mașinile electrice ce compun sistemul electroenergetic de pe o navă fluvială. Modele matematice pentru mașinile electrice.	20
2.1. Analiza regimului staționar la o navă fluvială .	20
2.1.1. Motorul Diesel	20
2.1.2. Generatorul sincron	20
2.1.2.1 G.S. cu regulator de tensiune	27
2.2. Analiza regimurilor tranzitorii la mașinile electrice de pe o navă fluvială de putere medie	29
2.2.1. Modelul ortogonal (sau modelul dq)	29
2.2.2. Modelul fazorial al mașinilor electrice	32
2.2.3. Modelul de tip circuit și modelul de tip câmp – circuit la mașinile electrice	34
2.2.4. Motivații privind alegerea modelului d-q	34
3. Metode principale de determinare a parametrilor modelului ortogonal folosite în cazul mașinilor electrice	36
3.1 Considerații introductive	36
3.2. Metodă pentru determinarea parametrilor înfășurărilor în scurtcircuit bazată pe încercări în regim tranzitoriu	38
3.2.1. Proba de conectare la o treaptă de tensiune	39
3.2.2. Proba de stingere	41
3.3. Metodă pentru determinarea parametrilor înfășurărilor în scurtcircuit bazată pe încercări în regim sinusoidal	44
4. Stabilirea relațiilor definitorii a parametrilor mașinii asincrone	48
4.1. Probele pentru determinarea parametrilor înfășurărilor M.Λ.	49
4.1.1. Proba în scurtcircuit și alimentarea unei singure faze statorice	49
4.1.2. Proba de stingere a curentului în înfășurarea la care se determină parametrii	51
4.2. Legătura între reactanța de magnetizare X_m și inductanța mutuală M	53
5. Stabilirea relațiilor definitorii a parametrilor mașinii sincrone	56
5.1. Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "B"	58
5.2. Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "C"	64

5.3. Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "B" și "C" în serie	65
5.4. Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "A" cu circuitul de excitație întrerupt	68
5.5. Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "A" cu circuitul de excitație în scurtcircuit	72
5.6. Se deschide circuitul în excitație și se alimentează o fază statorică	75
5.7. Axa fazei "A" este în axa q și se alimentează faza "A" cu circuitul de excitație întrerupt.	77
5.8. Precizări privind inductanțele mutuale	80
5.9. Concluzii privind calcularea parametrilor M.S.	84
6. Implementarea parametrilor în modelul (d-q)	85
6.1. Parametrii mașinii sincrone	85
6.2. Parametrii mașinii asincrone	98
6.3. Parametrii în modelul ortogonal la mașina sincronă	102
6.4. Parametrii în modelul ortogonal la mașina asincronă	104
7. Aplicarea modelului ortogonal general cu parametrii anteriori calculați pe o navă fluvială	107
7.1. Condiții inițiale	107
7.2. Condiții finale	109
7.3. Regimul tranzitoriu	111
7.3.1. Metoda liniarizării	113
7.3.2. Metoda directă MAPLE	116
7.3.3. Analiza rezultatelor	129
8. Verificări experimentale. Normele Registrului Naval	130
8.1. Conectarea la rețea a motoarelor asincrone	130
8.2. Scurtcircuitul la generatorul sincron	132
8.2.1. Influența tipului de alimentare a înfășurării de excitație	132
8.3. Conectarea inversă a generatorului sincron	140
8.4. Ponderea înfășurărilor de amortizare	146
8.4.1. Scurtcircuitul la G.S. fără înfășurări de amortizare	147
8.4.2. Scurtcircuitul la G.S. cu înfășurare de amortizare după axa q	148
8.4.3. Scurtcircuitul la G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d	152
8.5. Verificări experimentale ;concluzii globale	156
8.6. Influența reguletoarelor de tensiune la scurtcircuit	156
9. Concluzii	162
9.1. Contribuții originale	162
Bibliografie	164
Anexa 1 Calculul tensiunii și frecvenței la G.S. fără reguletoare de turație și tensiune	169
Anexa 2 Determinarea parametrilor înfășurărilor în scurtcircuit prin încercări în regim tranzitoriu	175

INTRODUCERE

Ca în toate domeniile ingineresti și în tehnica navală evoluțiile tehnologice au dus la nave din ce în ce mai fiabile și care deserveșc scopului pentru care au fost construite în condiții optime.

Constructorul de nave folosește în echiparea navei echipamentele cele mai performante și trebuie să aleagă din ofertele de pe piață cele mai competitive și pe cât posibil cele mai ieftine echipamente.

Toate ofertele trebuie să respecte normele stabilite de REGISTRULUI NAVAL. Registrul Naval Român ține seama de normele internaționale din domeniu și precizează foarte exact între ce limite pot să varieze anumite mărimi în timpul funcționării navei. Este deci foarte util să se cunoască încă din faza de proiectare care sunt echipamentele electrice ale navei care se încadrează în normele de Registru.

În acest sens prezenta teză de doctorat stabilește metode originale și relativ simple pentru testarea și modelarea mașinilor electrice ce echipează navele fluviale. Problema cea mai complicată este a regimurilor tranzitorii, regimuri care pentru mașinile electrice de pe navă sunt deosebit de dure. În timpul proceselor tranzitorii, consumatorii electrice de pe navă sunt puși în condițiile unor alimentări de tensiune și frecvență variabile ceea ce influențează mărimile mecanice de ieșire: cuplu, turație. Durata regimurilor tranzitorii și limitele de variație a mărimilor electrice: (tensiune, curent, frecvență) și mecanice (cuplu, turație,) depind direct de parametrii mașinilor electrice.

În primul **Capitol** intitulat "Sistemul electroenergetic de pe o navă fluvială", s-a făcut o trecere în revistă a sistemelor electroenergetice de pe vapoarele fluviale. Sursa primară de energie este motorul Diesel ce antrenează unul sau mai multe generatoare electrice. În cele mai multe cazuri, generatoarele electrice de pe navele fluviale sunt de tip sincron, dar sunt și nave cu generatoare de curent continuu.

Sistemul electroenergetic de cele mai multe ori este format din generatoarele electrice și motoarele ce acționează mecanismele ce deserveșc nava. Consumul de energie electrică pentru iluminat are o pondere scăzută (sub 10%). Sunt foarte puține nave care folosesc și la propulsie motoare electrice. De cele mai multe ori propulsia se realizează prin antrenarea axului elicei de către un motor Diesel.

Capitolul al 2 lea, "Analiza regimurilor stationare și tranzitorii la mașinile electrice ce compun sistemul electroenergetic de pe o navă - Modelul matematic pentru mașinile electrice, este structurat pe două părți, având în vedere regimul stationar și cel tranzitoriu ce intrervine în funcționarea mașinilor electrice. În studiul regimului stationar se demonstrează necesitatea reguletoarelor de turație și tensiune, reguletoare existente pe orice navă fluvială

Modelul ortogonal (dq) este unul din cele mai cunoscute și bine puse la punct. În lucrare se va folosi acest model, având în vedere și tipurile mașinilor electrice ce echipează navele fluviale.

Sunt amintite în acest capitol și modelul fazorial al mașinilor electrice, modelul mașinii de curent continuu fără perii și modelul de tip circuit, (sau modelul de tip câmp – circuit la mașinile electrice).

Capitolul al 3-lea "Metode principale de determinare a parametrilor modelului ortogonal folosite în cazul mașinile electrice" se prezintă principalele contribuții aduse la calcularea parametrilor mașinii asincrone. De valoarea acestor parametrii depinde durata regimurilor tranzitorii și deci pe baza lor se pot alege mașinile electrice ce echipează diversele mecanisme de acționare de pe navă.

S-a insistat asupra unor soluții ingineresti ușor aplicabile la navele fluviale. Având în vedere faptul că pe piață există o gamă foarte largă de motoare asincrone cu simplă, dublă sau triplă colivie în rotor, cu una sau mai multe funcții sincrone, cu circuit magnetic saturat sau nesaturat, ș.a. , se impune folosirea unei metode de testare și calcul a parametrilor unor astfel de mașini electrice, în vederea alegerii tipurilor de motoare asincrone ce răspund condițiilor impuse de Registrul Naval[B2].

Capitolul al 4-lea intitulat "Stabilirea relațiilor definitorii a parametrilor masinilor asincrone" este dedicat mașinii asincrone. Calculul parametrilor la mașina sincronă este făcut pentru a evalua regimurile tranzitorii la motoarele asincrone ce echipează navele fluviale.

Metoda propusă este simplă, de mare precizie și rapidă, oferind astfel proiectantului posibilitatea alegerii masinilor asincrone de pe nave. Inginerul din exploatare poate cunoaște, din modelarea masinilor asincrone , care este durata regimurilor tranzitorii și cât variază cuplul electromagnetic în timpul acestor regimuri.

Capitolul al 5-lea intitulat "Stabilitatea relațiilor definitorii a parametrilor masinii sincrone" este consacrat determinării parametrilor la masina sincronă. În varianta navală generatoarele sincrone trebuie să prezinte o seamă de caracteristici specifice pentru a limita în timp și în solicitări electrodinamice, unele mărimi importante ale regimurilor tranzitorii. Având în vedere specificul constructiv al generatorului sincron (cu înfășurări de excitație, înfășurări de amortizare după axa D și Q) acest capitol are o întindere mai mare comparativ cu capitolul anterior. Prin plasarea rotorului în poziții specifice se pot determina toți parametrii masinii sincrone ce intervin în modelul $d-q$.

Modelul matematic este utilizabil pe calculator în limbaj "MAPLE" și rezolvă ecuațiile diferențiale ale regimurilor tranzitorii folosind în unele cazuri transformata LAPLACE.

Procesele electromagnetice fiind foarte rapide, în primă fază a regimurilor tranzitorii, nu intervin regulatoarele de turație (la motorul Diesel" și de tensiune(la generatoarele sincrone). Folosind modelarea generatoarelor sincrone și a motoarelor asincrone se pot calcula toate mărimile ce prezintă interes: variația de tensiune de frecvență, a cuplului electromagnetic, etc.

Capitolul al 6 -lea, "Implementarea parametrilor în modelul $d-q$ " , se calculează parametrii corespunzători modelului octogonal general, la o masina sincronă și la o masina asincrona ce echipează o nava fluviala. Se folosesc măsurători în axa d pentru determinarea parametrilor înfășurărilor din aceasta axă și respectiv plasarea înfășurării în axa q pentru determinarea parametrilor înfășurărilor care au axele în axa q . S-au făcut încercări experimentale pe sistemul electromagnetic al unor nave fluviale construite la Șantierul Naval Orșova.

Mărimile specifice regimului staționar se măsoară cu instrumentele obișnuite: voltmetru, ampermetru, frecvențmetru, wattmetru.

Pentru mărimile din timpul regimului tranzitoriu se folosește osciloscopul cu remanență, care s-a dovedit a fi deosebit de fiabil, precis și adecvat scopului urmărit.

Capitolul al 7 lea , “Aplicarea modelului ortogonal general cu parametrii anterior calculati pe o nava fluviala” În acest capitol se are în vedere cel mai general regim ce apare în acționarea SEEM: modificarea cuplului la arborele motorului asincron, care este principalul consumator de pe o nava fluviala.

Inițial, motorul asincron funcționează la o turație determinată de un cuplu rezistent la arbore bine precizat. Se modifică brusc rezistența cuplului la arborele motorului asincron și SEEM intră într-un proces tranzitoriu care în final se stabilizează la o valoare a turației la arborele motorului asincron. Ecuațiile diferențiale ce caracterizează regimul tranzitoriu se rezolvă în limbajul MAPLE și la finele capitolului se dau variațiile în timp pentru mărimile electromagnetice esențiale ce definesc regimul tranzitoriu.

Capitolul al 8-lea-“Verificări experimentale .Normele Registrului Naval” este consacrat Normelor Registrului Naval și unor verificări experimentale. Se încearcă la scurtcircuit în G.S. cu înfășurarea de amortizare și fără înfășurare de amortizare .

Concluziile privind alegerea generatoarelor și motoarelor electrice de pe o nava fluvială pentru a se încadra cu cerințele impuse de Reglementările Registrului Naval ,sunt date la sfârșitul capitolului.

Aceste concluzii sunt deosebit de utile constructorului de nave, proiectantului de mașini electrice sau inginerului care deservește nava fluvială.

Capitolul al 9 lea “Concluzii”, încheie teza de doctorat .Concluziile au ,unele caracter general iar altele sunt specifice navelor fluviale.

În încheierea acestui capitol sunt prezentate elementele care reprezintă contribuții originale ale autorului în rezolvarea problemelor de modelare și de determinare a parametrilor sistemului electro energetic pe o nava fluvială.

În încheierea capitolului sunt prezentate elementele care reprezintă contribuții originale ale autorului în rezolvarea problemelor de modelare și de determinare a parametrilor sistemului electroenergetic.

Rezultatele obținute, care sunt prezentate în lucrarea de față sunt rodul activității mele în construcția de nave, de la terminarea facultății și până în prezent.

Aspectele teoretice prezentate în lucrare au fost discutate, lămurite și rezolvate în cadrul colectivului de Mașini Electrice de la Facultatea de Electrotehnică a Universității “Politehnica” din Timișoara.

Doresc să mulțumesc membrilor acestui colectiv care m-au sprijinit și m-au primit întotdeauna ca pe unul din membrii săi.

De asemenea mulțumesc în mod deosebit domnilor profesori Ioan Novac și Marius Babescu, care m-au sprijinit atât la lucrarea mea de diplomă, cât și acum cu ocazia tezei de doctorat, elaborată în cadrul facultății pe care am absolvit-o cu două decenii în urmă.

Cap. 1. Sistemul electroenergetic de pe o navă fluvială

Sistemul electroenergetic naval (SEEN) este un complex energetic unitar , alcătuit din diverse elemente: generatoare, motoare electrice, tablouri de distribuție, rețele de cabluri, convertoare de energie, aparate de măsură și control, s. a. Acest sistem are rol în producerea și distribuția energiei electrice la consumatorii de la bordul navelor.

În funcționarea SEEN sunt întâlnite trei regimuri de bază:

- a) *regimul normal stabilizat*-caracterizat prin invariația parametrilor pentru care s-a proiectat sistemul electroenergetic;
- b) *regimul tranzitoriu*-caracterizat prin modificarea parametrilor sistemului în timp;
- c) *regimul stabilizat post-avarie*-care apare după deconectarea de avarie a unui element sau a mai multor elemente din sistem. În acest regim parametrii sistemului diferă de parametrii regimului normal.

Cerințele ce se impun unui SEEN sunt:

- 1) asigurarea unei siguranțe în funcționarea în regimurile normal și de avarie ale navei prin alimentarea neîntreruptă cu energie electrică a mecanismelor navale acționate electric;
- 2) asigurarea calității energiei electrice = tensiune și frecvență= în limitele impuse, se realizează cu ajutorul reguletoarelor automate de turație corespunzătoare motoarelor Diesel sau turbinelor și a reguletoarelor de tensiune de pe generatoarele sincrone ;
- 3) asigurarea funcționării economice a generatoarelor și receptoarelor de energie electrică ;
- 4) asigurarea protecției echipajului la bordul navei .

1.1. Stadiul actual și tendințe

În ultimele decenii, marea majoritate a navelor construite au SEEN în curent alternativ, acestea fiind net avantajoase fata de cele în curent continuu.

Avantajul constă în special în posibilitățile de realizare a unor SEEN mai puternice cu mase, gabarite și prețuri de cost mai reduse, fiabilitate mai mare și exploatare mai ușoară. Utilizarea curentului alternativ a dat posibilitatea folosirii unor SEEN pentru tensiuni mari, în timp ce sistemele de curent continuu sunt limitate la tensiunea de 220V, din motive de siguranță.

În procesul dezvoltării SEEN, apar o serie de greutăți privind întreruperea curenților de scurtcircuit și de suprasarcină, distribuția energiei electrice, realizarea unor echipamente electrice navale pentru puteri mari cu siguranță mare în exploatare s. a.

Analizele tehnico-economice în construcțiile navale arată că puterea SEEN va crește în următorii ani. Una din căile de creștere a puterii SEEN este creșterea tensiunii. Ținând cont de specificitate și unificare, ca niveluri posibile, trebuie luate în considerare tensiunile 690V, 3300V, 6600V, 10500V. Calculele făcute arată că la tensiunea de 380V puterea maximă este de 6-7MW. La utilizarea tensiunii de 690V, puterea sistemului poate fi crescută până la 10-12MW, la 6,6kV până la 25-40MW, iar la 10,5kV până la 50-60MW.

Trecerea la utilizarea de tensiuni mari necesită producerea unor echipamente electrice navale speciale, inclusiv generatoare, transformatoare, întreruptoare automate, cabluri, aparate de comutație, comandă, protecție și măsură.

Trebuie specificat faptul că SEEN sunt construite în două variante principale:

- a) SEEN pentru consumatori electrici de pe navă, fără propulsorul navei, care este mecanic. Puterea în această variantă a generatoarelor sincrone este mică (sub 1MW).
- b) SEEN care furnizează și puterea electrică necesară propulsorului naval. În această variantă puterea SEEN este de ordinul MW, la navele medii și mari.

Pentru a separa cele două variante, în literatura de specialitate [C1,M2] varianta b a fost denumită sistem elecromecanic naval [SEMN]

În prezent, în construcția navelor de mare tonaj se utilizează tensiuni de 3,3-6,3kV/50Hz în SEEN cu puteri de 8-10MW și chiar de 15-18MW, iar la platformele de foraj marin până la 25-30MW. La nava de pasageri "Crystal Harmony" a companiei Crystal Cruises din Los Angeles (SUA) se utilizează tensiunea de 6,6kV/60Hz. Nava "Statendam" de 5400gt a companiei Holland America Line are un SEEN cu tensiunea de 6,6kV/60Hz și puterea de 35MW, având sistemul de propulsie antrenat de două motoare sincrone de câte 12MW alimentate prin intermediul unor cicloconvertoare (ABB Marine-Finland). Această navă are viteza de croazieră de 22,6 noduri. Navele "Imagination" de 70000gt fiecare, în exploatare sau în construcție la Șantierul Naval Finnish, au câte un SEEN de 42,4MW la 6,6kV/69Hz și pentru propulsie două motoare sincrone de câte 14MW alimentate prin intermediul unor cicloconvertoare (ABB Marine-Finland).[D6]

Navele prezentate mai sus utilizează pentru propulsie motoare sincrone alimentate prin intermediul cicloconvertoarelor de viteză mică (200 rot.min) și cuplate direct cu axul elicei. Această metodă este utilizată în sistemul Azipod de firmele ABB Marine și Kvaerner Masa-Yards.

Firma ABB Marine of Finland are două sisteme de acționare electrică în curent alternativ a propulsoarelor navelor: unul care utilizează ciclo-convertoare și motoare sincrone pentru puteri de 3-18MW/acționare, și altul care utilizează convertoare de putere de frecvență care funcționează pe principiul modulării pulsurilor în durată (PWM) și motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit pentru puteri de 0,5-8MW/acționare. Primul sistem a fost denumit Azipod, iar al doilea Sami. Sistemul Sami de acționare electrică a propulsoarelor necesită un reductor montat între motorul asincron și elice pentru a se obține turații în gama de 0-180

rot/min și este utilizat la navele de coastă (offshore vessels). Sistemul de acționare ABB Sami PWM este utilizat pentru acționarea propulsoarelor de la două tancuri petroliere de 125000tdw construite de Astilleros Espanoles (AESAs) pentru câmpul petrolifer Heidrum din Marea Nordului și la un tanc petrolier de 123000tdw construit de Samsung pentru compania Conoco.[D6]

O largă întrebuințare o au generatoarele sincrone fără perii cu puteri până la 3MW,(13.3kV pe 50Hz) antrenate de motoare Diesel. In cazul utilizării generatoarelor pe ax (antrenate de motoarele de propulsie) puterea poate ajunge la 4MW/3,3kV, 50Hz.[D5]

Pentru spărgătoarele de gheață, nave destinate zonelor de ghețuri, remorchere puternice (ex. nave salvatoare), nave costiere, pasagere, se preconizează a se utiliza instalații electrice de propulsie la tensiuni de 3,3-6,3kV/50Hz sau 3,3-6,6kV/60Hz.

La navele moderne pentru unii consumatori de energie de la bord se folosește frecvența de 400Hz. Acești consumatori pot fi alimentați de la surse separate de energie electrică (convertizoare rotative sau convertoare statice de putere) sau de la SEEN care au frecvența de 400Hz în cazul unui număr mare de consumatori la această frecvență (ex. nave cu o destinație specială). In cazul navelor cu SEEN la 400Hz se micșorează masele și gabaritele echipamentelor, crește fiabilitatea întregului sistem.

O altă direcție de dezvoltare a SEEN este creșterea simultană a frecvenței și tensiunii (ex. la $f=400\text{Hz}$ și $U=690; 1000; 3300; 6300; 10500\text{V}$). In acest caz gabaritele și masele generatoarelor se micșorează față de cele la 50Hz de aproximativ 3-5 ori. Se recurge la utilizarea ca mașini primare a turbinelor cu gaze fără reductoare pentru antrenarea generatoarelor sincrone. Motoarele asincrone care antrenează diverse mecanisme reprezintă sarcina principală a SEEN. Utilizarea pompelor centrifuge, turbo-compresoarelor etc. la turații de 8000-12000 rot/min face posibilă micșorarea gabaritelor de 3-4 ori. Gabaritele și masele sistemelor de distribuție, tablourile de comandă, semnalizare și control etc. se micșorează substanțial. De asemenea, se micșorează și durata proceselor tranzitorii.[B6]

Folosirea unor frecvențe ridicate la SEEN întâmpină dificultăți legate de producerea de noi tipuri de generatoare sincrone, motoare asincrone, aparate electrice de comutație, dispozitive de automatizare și mecanisme navale la turații mari.

Creșterea neîntreruptă a puterii SEEN este strâns legată de tendința generală de dezvoltare a construcțiilor navale, creșterea tonajului și vitezei de croazieră. Creșterea puterii SEEN la tensiunea de 400V și frecvența de 50Hz comportă multe dificultăți. Una din acestea este creșterea curenților de scurtcircuit care depășesc limita de stabilitate electrodinamică și posibilitatea de deconectare a întreruptoarelor automate. Crește secțiunea și cantitatea cablurilor, ducând la montarea lor dificilă.

Ultimele nave realizate au sistemele electroenergetice navale automatizate prin utilizarea calculatoarelor și a acționarilor electrice cu convertoare statice de putere și a motoarelor de curent alternativ. In realizarea unor structuri optime a

SEEN automatizate trebuie să se țină seama că aceste sisteme sunt complexe și au o structură multifuncțională, cu un număr mare de elemente interconđionate.

Din punct de vedere structural, SEEN trebuie să asigure funcționarea optimă cu ajutorul sistemelor de automatizare locale (regulatoare automate de tensiune, de turație, dispozitive de protecție s. a.) și să acționeze corespunzător aparatele de protecție și automatizare la atingerea valorilor limită a parametrilor controlați. Aceste obiective se realizează prin modificarea schemei de alimentare a consumatorilor, deconectarea agregatelor cu avarii și cuplarea celor de rezervă, supravegherea permanentă a tuturor parametrilor din SEEN. Toate acestea se obțin prin prelucrarea logică a informațiilor și emiterea semnalelor de comandă corespunzătoare. Astfel de SEEN automatizate sunt utilizate la navele care nu au membrii de echipaj de cart în compartimentul mașinilor.

1.2 Structura, componența și rolul sistemelor electromecanice navale cu convertoare statice de putere

Se folosesc ,în prezent ,sisteme electromecanice navale (SEMÑ) diverse , Pentru navele moderne și platformele de foraj marin sau alte obiecte plutitoare se folosesc SEMÑ alimentate în curent continuu-curent alternativ astfel:

- ⌘ generator sincron-redresor necomandat-motor de curent continuu;
- ⌘ generator sincron-redresor comandat-motor de curent continuu.

Primul tip de SEMÑ s-a comportat foarte bine pe timpul probelor și al exploatării instalațiilor electrice de propulsie de la spărgătoarele de gheață și navele de salvare. Al doilea tip este utilizat în sistemele de ancorare-stabilizare și tehnologice ale platformelor plutitoare și submersibile.

Proiectarea și producerea unor SEMÑ de curent alternativ puternice s-a făcut și se dezvoltă în continuare, luându-se în considerare următoarele:

- ⌘ creșterea puterii specifice a motoarelor electrice de acționare;
- ⌘ posibilități limitate de utilizare a motoarelor de curent continuu;
- ⌘ exploatarea și întreținerea greoaie a motoarelor de curent continuu la bordul navelor maritime și a altor obiecte plutitoare pe mare;
- ⌘ necesitatea producerii unor SEMÑ cu motoare electrice care să permită funcționarea sigură în medii nocive și în mediul marin și submarin.

Ținând cont că turația propulsorului este până la 200 rot.min și de posibilitățile de producere a motoarelor de curent continuu rezultă că se pot realiza astfel de motoare cu puteri până la 17-20MW. Astfel de motoare pot fi alimentate prin ambele variante prezentate mai sus. Datorită exploatării și întreținerii dificile în condițiile de la bordul navelor maritime a motoarelor de curent continuu se preferă motoarele de curent alternativ.

În curent alternativ au fost realizate structuri acceptabile de SEMÑ:

- generator sincron-cicloconvertor-motoare de curent alternativ (sincrone și asincrone);
- generator sincron-convertoare statice de putere cu circuit intermediar de curent sau tensiune continuă-motor asincron cu rotorul în scurtcircuit;
- generator sincron-convertoare PWM-motor asincron cu rotorul în scurtcircuit.

În cazul utilizării convertoarelor statice de frecvență cu comutație de la rețea apar neajunsuri în privința gamei limitate de variație a frecvenței și a armonicilor de tensiune în rețea. Aceste neajunsuri sunt diminuate mult în cazul utilizării convertoarelor statice de putere cu modularea pulsurilor în durată (PWM).

Utilizarea SEMN cu convertoare statice de putere are ca scop:

- scăderea puterii în SEMN și creșterea factorului de putere;
- scăderea gradului de deformare a tensiunii și curentului prin minimizarea factorului de deformare și a nivelului variațiilor cuplurilor electromagnetice.

Mărimile de ieșire ale SEMN sunt turația și cuplul (puterea) la ax.

Regimurile mai importante ale SEMN sunt:

- pornirea, oprirea și reversarea motoarelor electrice;
- reglarea turației și a puterii la axul motoarelor electrice în anumite cazuri.

SEMN cu convertoare statice de putere cu reglare automată trebuie să asigure:

- reglarea turației în limitele 1 la 10;
- supravegherea turației, curentului și tensiunii motoarelor electrice respectiv cu 20%, 100% și 20-30%;
- suprareglarea excitației cu 30-50%;
- precizia stabilizării turației și puterii să nu fie mai mică decât 2%.

Structura tipică a unui SEMN cu convertoare statice de putere este dată în figura 1.1, unde

- a. generator sincron - convertor static de putere - motor asincron cu rotorul în scurtcircuit;
- b. generator sincron - convertor static de putere - motor sincron;
- c. generator sincron - convertor static de putere (redresor) - motor de curent continuu.

În concluzie, rezultă că direcția principală de dezvoltare a sistemelor electroenergetice navale automatizate este utilizarea calculatoarelor și acționărilor electrice cu convertoare statice de putere și motoare de curent alternativ. Creșterea puterii SEEN se va putea face prin utilizarea tensiunilor ridicate: 690, 1000, 3300, 10500V la 50Hz sau 60Hz.

Datorită exploatarei și întreținerii dificile, în condițiile de la bordul navelor maritime, a mașinilor și aparatelor electrice din componența SEMN se impune utilizarea sistemelor de acționare electrică în structura: generator sincron-convertoare PWM-motor asincron cu rotorul în scurtcircuit.

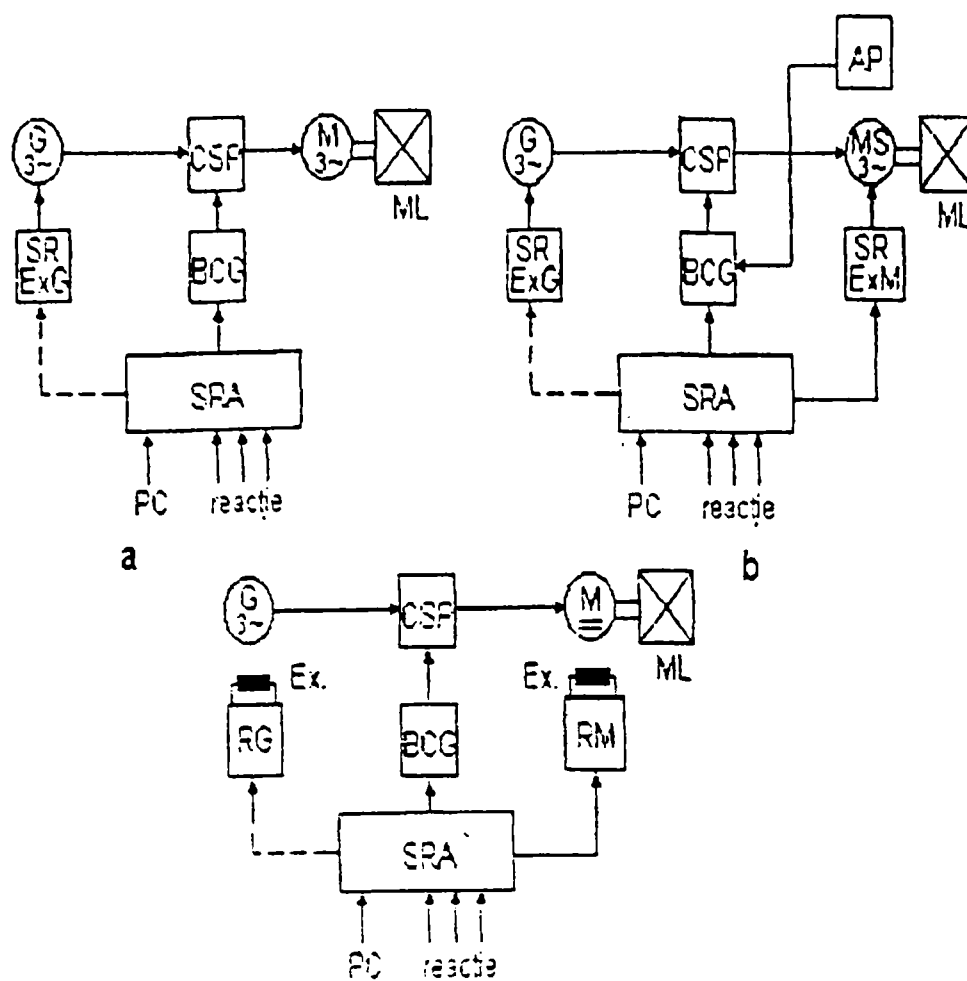


Fig 1.1 Scheme de structură ale SEMN cu
convertoare statice de putere

CSP - convertor static de putere;

AP - traductor de poziție;

SRM - sistem de reglare motor;

PC - punct de comandă;

SR Ex. G - sistem de reglare excitație generator;

SR Ex. M - sistem de reglare excitație motor;

SRA - sistem de reglare automată;

SRG - sistem de reglare generator;

BCG - bloc de comandă pe grilă;

ML - mașina de lucru.

1.3 Sistemul electroenergetic de pe o navă

În lucrare se analizează cel mai des întâlnit sistem de obținere a energiei electrice. Sistemul electroenergetic al navei cuprinde:

- 1) Motorul Diesel;
- 2) Generatorul sincron (G. S.);
- 3) Consumatorii (în principal motoare asincrone) (M. A.);

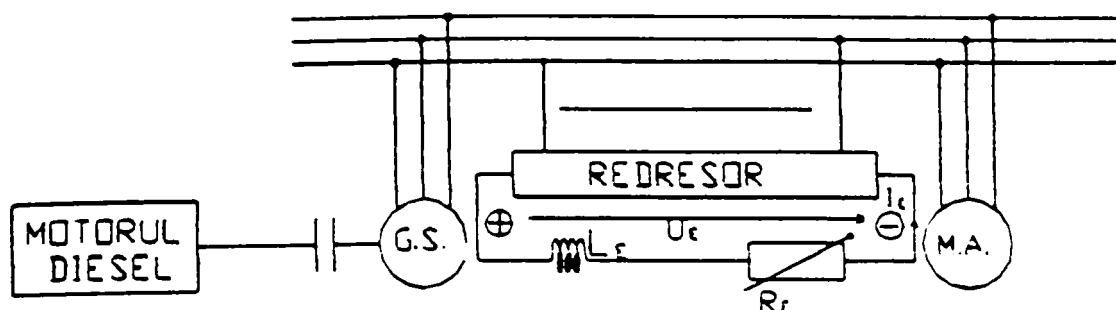


Fig 1.2 Sistemul electroenergetic al navei

G. S. - generator sincron;

M. A. - motor asincron.

Sistemul automat de reglare este neliniar atât din cauza mașinilor electrice (generator sincron – motoare asincrone), cât și din cauza motorului Diesel a cărui caracteristică mecanică ($M=f(n)$) este aproximativ o parabolă.

Reglarea tensiunii în sistem se face prin modificarea curentului de excitație de la G. S. prin (I_E). Pentru aceasta se modifică tensiunea U_E obținută de la redresorul ce alimentează înfășurarea de excitație prin modificarea unghiului de comandă a tiristoarelor ce compun redresorul comandat. Dacă redresorul este necomandat (numai cu diode), modificarea curentului I_E se face prin rezistența reglabilă R_E montată în circuitul de excitație a generatorului sincron.

Reglarea frecvenței în sistem se face prin stabilizarea turății motorului Diesel în jurul turății de sincronism a generatorului sincron în sensul că la încărcări mari de putere se vor impune debite mari la motorină (Q) (fig 1.3)

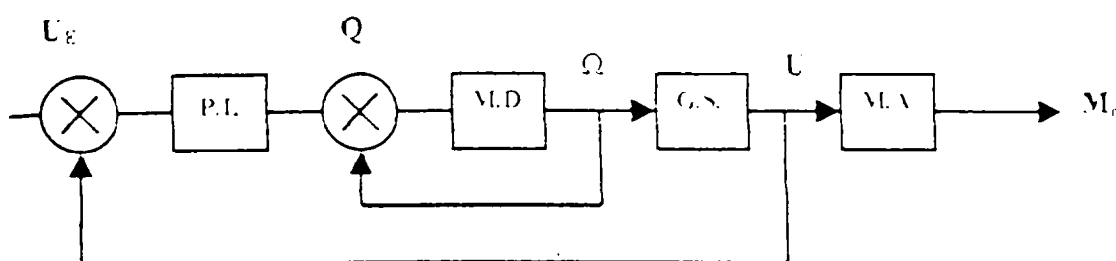


Fig 1.3 Sistemul automat de reglare

P. I. - regulator proporțional integral;

Q - debitul la motorină, pentru turație;

U_e - tensiunea pe excitație

Ca și regulatoare tipizate pentru reglarea tensiunii se folosesc:

La procese lente:

- regulatoarele de tip proporțional (P)
- regulatoarele de tip proporțional-integral (PI)

La procese rapide:

- reglatoare de tip proporțional - integral - derivativ (PID)

1.3.1 Motorul Diesel

Sistemele mecanice de pe nave sunt în general caracterizate de constante de timp mult mai mari decât sistemele electrice. Procesele electromagnetice sunt relativ mult mai rapide decât cele mecanice, așa încât se poate considera că procesele tranzitorii din mașinile electrice s-au stins atunci când începe procesul mecanic de reglare a turației la motorul de antrenare.

Caracteristica mecanică, cunoscută ca fiind dependența $n = f(M)$ datorită formei parabolice de la motorul Diesel este mai convenabil a se folosi în acest caz $M = f(n)$ (figura 1.4).

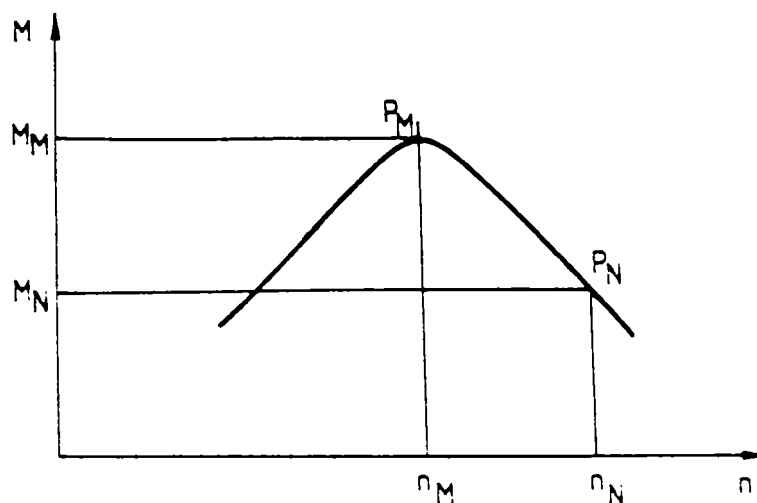


Fig. 1.4 Caracteristica cuplului la motorul Diesel

P_M - punctul de funcționare la putere maximă;
 P_N - punctul de funcționare la putere nominală

Din datele de catalog ale motorului Diesel se cunosc:

- punctul de funcționare la putere maximă P_M , caracterizat prin:
 - cuplul maxim M_M ;
 - turația corespunzătoare cuplului maxim n_M ;
- punctul de funcționare la putere nominală P_N , caracterizat prin:
 - cuplul nominal M_N ;
 - turația nominală n_N

Caracteristica cuplului $M=f(n)$ este o parabolă de ecuație:

$$M = An^2 + Bn + C \quad (1.1)$$

Din $dM/dn=0$ se obține turația corespunzătoare cuplului maxim:

$$n_M = -B/2A \quad (1.2)$$

Valoarea cuplului maxim este:

$$M_M = (4AC - B^2) / 4A \quad (1.3)$$

Valoarea cuplului nominal este:

$$M_N = An_N^2 + Bn_N + C \quad (1.4)$$

Cu aceste precizări, sistemul de ecuații:

$$\begin{aligned} B &= -2An_M \\ B^2 &= 4AC - 4AM_M \\ An_N^2 + Bn_N + C &= M_N \end{aligned} \quad (1.5)$$

în necunoscutele A, B, C se rezolvă și se obțin valorile:

$$A = (M_N - M_M) / (n_M - n_N)^2 \quad (1.6)$$

$$B = 2(M_M - M_N)n_M / (n_N - n_M)^2 \quad (1.7)$$

$$C = (M_M n_N^2 + M_N n_M^2 - 2M_M n_N n_M) / (n_N - n_M)^2 \quad (1.8)$$

Cunoscând caracteristica cuplului a motorului Diesel, punctul de funcționare impus de generatorul sincron la debitul de motorină Q_1 este perfect determinat (P_1).

La o sarcină mai mare a motorului Diesel determinată de un consumator electric mai mare (ex. motorul asincron de la pompa de incendiu sau motorul asincron al pompei de balast, etc.) se mărește debitul de motorină la valoarea Q_2 și astfel caracteristica cuplului a Dieselului se modifică din caracteristica (1) în caracteristica (2) - fig. 1.5 - noul punct de funcționare stabilindu-se în P_2 .

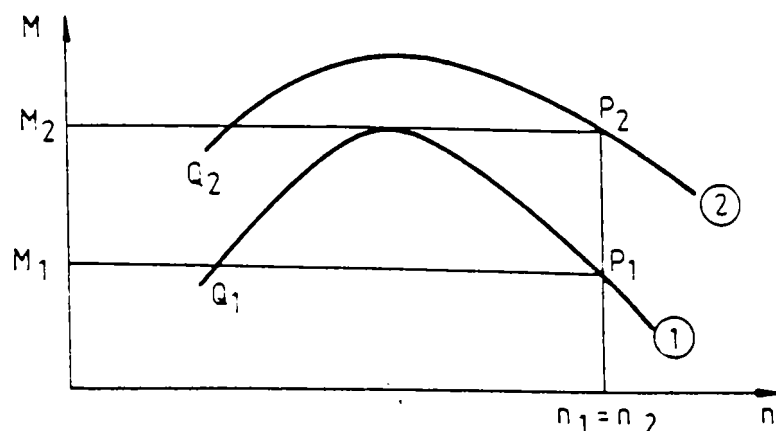


Fig. 1.5 Modificarea caracteristicii cuplului la motorul Diesel prin mărirea debitului la motorină

Așa cum se observă din figura de mai sus, punctele de funcționare P_1 și P_2 au aceeași turație, acest fapt fiind impus de menținerea la aceeași frecvență a tensiunii sistemului electroenergetic de pe navă ($f = pn$).

Evident că procesul tranzitoriu de trecere din punctul P_1 în punctul P_2 este un proces complex și depinde de toate mașinile din sistem (mecanice + electrice).

1.3.2 Generatorul sincron

În procesul tranzitoriu și cu particularizare în regim staționar, la mașinile electrice se folosește modelul d-q cu relațiile scrise sub forma matricială în felul următor [B5]:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+pL_d & -\omega_m L_q & pM_{dE} & PM_{dD} & -\omega_m M_{dQ} \\ \omega_m L_d & R_1+pL_q & \omega_m M_{qE} & \omega_m M_{qD} & pM_{qQ} \\ -pM_{Ed} & 0 & R_E+pL_E & PM_{ED} & 0 \\ pM_{Dd} & 0 & pM_{ED} & R_D+pL_D & 0 \\ 0 & pM_{Qq} & 0 & 0 & R_Q+pL_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -I_d \\ -I_q \\ I_E \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

-p – operatorul de derivare d/dt

unde: $\omega_m = p_1 2\pi n/60$ este viteza unghiulară a rotorului GS

(n = turația în rot/min)

Cele 5 ecuații din sistemul matricial definesc perfect funcționarea generatorului sincron.

Parametrii caracteristici pentru generatorul sincron sunt următorii:

L_d -inductanța proprie longitudinală a înfășurării indusului;

L_q -inductanța proprie transversală a înfășurării indusului;

L_E -inductanța proprie înfășurării de excitație;

L_D -inductanța proprie înfășurării de amortizare corespunzătoare axei longitudinale (d);

L_Q -inductanța proprie înfășurării de amortizare corespunzătoare axei transversale (q):

M_{dE} - inductanța mutuală (de cuplaj) dintre înfășurarea statorică d și cea rotorică E corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;

M_{qE} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică q și cea rotorică E corespunzătoare tensiunii induse prin rotație;

M_{dD} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică d și cea rotorică D corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;

M_{dQ} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică d și cea rotorică Q corespunzătoare tensiunii induse prin rotație;

M_{qQ} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică q și cea rotorică Q corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;

M_{ED} -inductanța mutuală dintre înfășurarea de excitație E și cea de amortizare D corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;

□ R_1, R_E, R_D, R_Q - rezistențele înfășurărilor (d și q), E, D, Q.

În figura 1.6 se reprezintă modelul DQ pentru generatorul sincron cu indicarea parametrilor ce intervin în ecuațiile modelului.

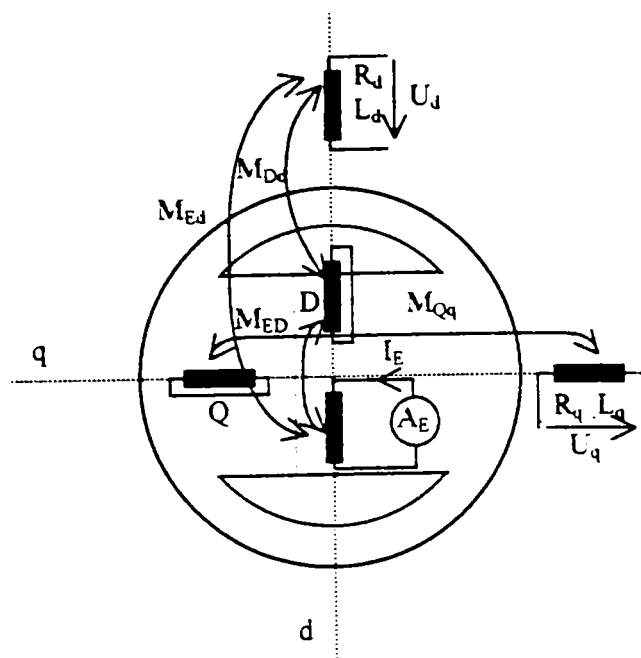


Fig. 1.6 Modelul d-q la generatorul sincron

Ecuațiile (1. 9) se completează cu ecuația cuplului la G. S:

$$M_{G. S.} = p_1 [I_d I_q (L_d - L_q) - M_{qE} I_q I_E - M_{dQ} I_d I_Q + M_{qD} I_q I_D] \quad (1.10)$$

și cu ecuația mișcării:

$$M_{DIESEL} - M_{G. S.} = (J p_1) (d\omega_m / dt) \quad (1.11)$$

unde: p_1 - numărul perechilor de poli la G. S.

J -momentul de inerție al G. S. și motorului Diesel

Relațiile de legătură între tensiunile și curenții modelului și ai mașinii reale (G. S.) sunt următoarele:

$$U_{a(t)} = \sqrt{2/3} [U_d \cos(\omega_m t) - U_q \sin(\omega_m t)] \quad (1.12)$$

$$U_{b(t)} = \sqrt{2/3} [U_d \cos(\omega_m t - 2\pi/3) - U_q \sin(\omega_m t - 2\pi/3)] \quad (1.13)$$

$$U_{c(t)} = \sqrt{2/3} [U_d \cos(\omega_m t - 4\pi/3) - U_q \sin(\omega_m t - 4\pi/3)] \quad (1.14)$$

Aceleași relații se obțin și pentru curenți.

1.3.3 Motorul asincron

Modelul dq la motorul asincron este definit de următoarea ecuație matriceală[B5]:

626.313
181E

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -\omega L_1 & pM & -\omega M \\ \omega L_1 & R_1 + pL_1 & M & pM \\ pM & -(\omega - \omega_{MA})M & R_2 + pL_2 & -(\omega - \omega_{MA})L_2 \\ (\omega - \omega_{MA})M & pM & (\omega - \omega_{MA})L_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

unde: $M = 3/2 M_{12}$ (M_{12} -inductanța mutuală dintre o fază statorică și una rotorică)

$L_1 = 3/2 L_{11} + L_1 \sigma$, (L_{11} -inductanța proprie a fazei statorice;
 $L_1 \sigma$, - inductanța de dispersie a fazei statorice)

$L_2 = 3/2 L_{22} + L_2 \sigma$, (L_{22} -inductanța proprie a fazei rotorice;
 $L_2 \sigma$, -inductanța de dispersie a fazei rotorice)

I_d, I_q - curenții în fazele statorice, respectiv rotorice

U_d, U_q - tensiunile din stator

I_{dr}, I_{qr} -curenții în rotor

ω_{MA} -viteză unghiulară electrică a motorului asincron

$$(\omega_{MA} = p_{1MA} 2 \pi n / 60)$$

n - turatia la arborele motorului în [rot/min]

$\omega = \omega_m$ (la motorul asincron și la ceilalți consumatori avem aceeași frecvență cu cea de la generatorul sincron)

R_1, R_2 -rezistențele: stator-rotor

La motoarele asincrone cuplul electromagnetic se scrie sub forma:

$$M_{M.A.} = p_{1M.A.} M (I_q I_{dr} - I_d I_{qr}) \quad (1.16)$$

unde: $p_{1M.A.}$ - numărul perechilor de poli la motorul asincron

Ecuatia mișcării pentru motorul asincron se scrie în felul următor:

$$M_{M.A.} - M_{rez} = (J_{MA} / p_{1MA}) (d\omega_{MA} / dt) \quad (1.17)$$

unde: $J_{M.A.}$ -momentul de inerție al motorului asincron și al mecanismului de lucru (rotorul pompei de balast, incendiu, etc.)

Observatii:

(1) Momentele de inerție: la motorul Diesel, la G.S, au o pondere importantă în menținerea turatiei și deci a frecvenței în sistemul electroenergetic al navei, în sensul că dacă acestea au valori mari, frecvența se va menține între anumite limite reduse, până intervin regulatoarele de turatie.

(2) Momentele de inerție la motorul asincron și la mașina acționată de acesta, determină durata procesului tranzitoriu care apare în urma unor șocuri de sarcină.

În figura 1.7 se dă modelul dq la motoarele asincrone folosite pentru diverse scopuri pe nave, cu indicarea parametrilor ce intervin în model:

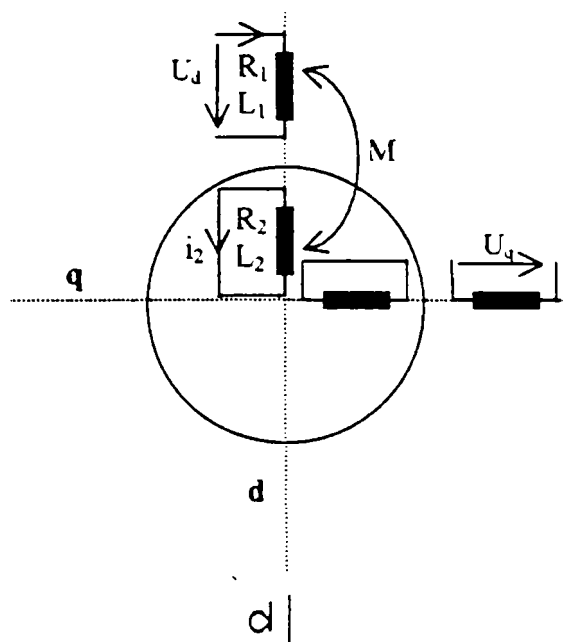


Fig. 1.7 Modelul d-q la motorul asincron

1.3.4 Reglatoare pentru tensiune și turatie

Pentru reglarea tensiunii în limitele -5% – 5% din U_N se folosesc trei tipuri de reglatoare tipizate:

a) *Regulatorul proporțional (P)* are funcția de transfer:

$$Y(s)=k \quad (1.18)$$

și se folosește acolo unde nu se impun pretenții deosebite privind timpul de reglare și mărimea suprareglajului. Constanta k se dă în datele de catalog ale regulatorului.

b) *Regulatorul proporțional-integral (PI)* are funcția de transfer de forma:

$$Y(s)=1/Ts \quad (1.19)$$

unde: T - constanta de timp a regulatorului;

Se folosește pe navele cu pretenții medii privind timpul de reglare și mărimea suprareglajului.

c) *Regulatorul proporțional - integral - derivator (PID)* are pentru funcția de transfer expresia:

$$Y(s)=k(T_i s^2 + T_i s + 1) \cdot T_d s \quad (1.20)$$

unde: T_i , T_d - constante de timp cunoscute din datele de catalog;

Cu aceste reglatoare se pot realiza un grad de stabilitate ridicat și deci performanțe tranzitorii foarte bune.

Cap. 2. Analiza regimurilor staționare și tranzitorii la mașinile electrice ce compun sistemul electroenergetic de pe o navă fluvială. Modele matematice pentru mașinile electrice.

Datorită faptului că SEEN sunt independente și în timpul funcționării intervin manevre urmate de solicitări adesea dure ,comportarea elementelor componente G.S. + M.A. ale SEEN trebuie cunoscută cât mai exact , atât în regim staționar cât și tranzitoriu.

În acest capitol se analizează regimul staționar de funcționare al G.S. cuplat la arbore cu un motor Diesel.

Pentru a demonstra necesitatea reguletoarelor de tensiune și turație de pe o navă fluvială , se dă în continuare un exemplu de regim staționar având în vedere mai multe sarcini la bornele G.S.

La finele capitolului se prezintă modelele matematice de calcul folosite în analiza regimurilor tranzitorii .

2. 1 Analiza regimului staționar la o navă fluvială.

Energia mecanică pe nave se obține de la un motor Diesel , care este cuplat la arbore cu un G.S.

Propulsia navei este realizată cu un motor Diesel , care în cele mai multe cazuri, este de o putere mult mai mare decât cel care antrenează G.S..

Se analizează în lucrare un sistem Diesel –G.S.

2.1.1 Motorul Diesel

Aceste motoare , după cum se cunoaște , au o caracteristică mecanică de tip parabolic . Dependența între cuplul pe care îl dezvoltă motorul Diesel și turația este dată de relația 2.1

$$M=An^2+Bn+C \quad (2.1)$$

Aceasta relație permite determinarea caracteristicilor mecanice $n= f(M)$ în mod simplu.

2.1.2 Generatorul sincron

La un G.S. cu poli plini ,în regim staționar , ecuația 2.2. definește caracteristica exterioară $U = f(I)$:

$$\underline{U}_{ef}=\underline{U}+jX_s I \quad (2.2)$$

Reactanța X_s se modifică cu turația având în vedere relația 2.3.

$$X_{s(n)} = X_s \cdot n / n_s \quad (2.3)$$

unde :

n_s – turația sincronă la G.S. la 50 Hz ;

n – turația de regim staționar la G.S. la frecvența f .

Având în vedere figura alăturată valabilă la un factor de putere egal cu unitatea:

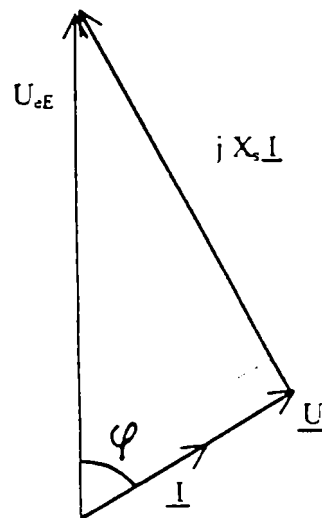


Fig.2.1 Diagrama fazorială la generatorul sincron cu $\cos\varphi=1$

se obține:

$$U_{eE}^2 = U^2 + (X_s I)^2 \quad (2.4)$$

La un factor de putere oarecare diagrama fazorială este dată în figura 2.2.

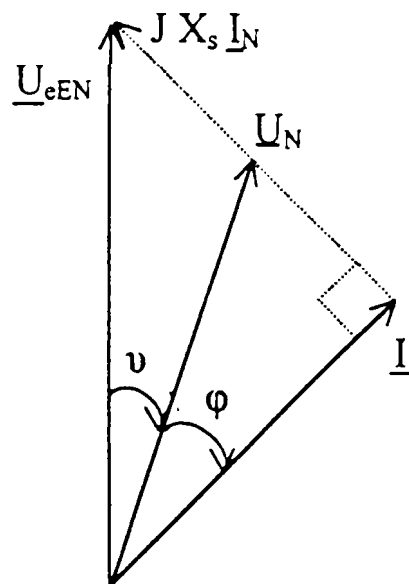


Fig. 2.2 Diagrama fazorială la generatorul sincron cu $\cos\varphi=0,7$

Din diagrama fazorială se observă că se pot scrie relațiile:

$$U_N \cdot \cos \varphi = U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot \cos(\vartheta + \varphi) \quad (2.5)$$

$$U_N \cdot \sin \varphi + X_s \cdot I_N \cdot \frac{n}{n_1} = U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot \sin(\vartheta + \varphi) \quad (2.6)$$

$$I_N = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (2.7)$$

$$I_d = \left(U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) - U_N \cdot \cos \vartheta \right) / \left(X_s \cdot \frac{n}{n_1} \right) \quad (2.8)$$

$$I_q = U_N \cdot \sin \vartheta / \left(X_s \cdot \frac{n}{n_1} \right) \quad (2.9)$$

$$Z_{sarc} = R_{sarc} + j \cdot X_{sarc} \quad (2.10)$$

Cu relațiile de mai sus, pentru un G.S. cu poli plini, se pot determina la o sarcină dată la bornele generatorului sincron, următoarele mărimi:

1. unghiul de sarcină ϑ , pe baza relațiilor:

$$U \cdot \cos \varphi = R_{sarc} \cdot I = U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot \cos(\vartheta + \varphi) \quad , \text{ (din relația (2.5))} \quad (2.11)$$

$$U \cdot \sin \varphi = X_{sarc} \cdot I \cdot \frac{n}{n_1} \quad (2.12)$$

și pe baza relației (2.6):

$$X_{sarc} \cdot I \cdot \frac{n}{n_1} + X_s \cdot I \cdot \frac{n}{n_1} = U_{cE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot \sin(\vartheta + \varphi) \quad (2.13)$$

Împărțind relațiile (2.11) și (2.13) se obține expresia:

$$\frac{R_{sarc} \cdot I}{X_{sarc} \cdot I \cdot \frac{n}{n_1} + X_s \cdot I \cdot \frac{n}{n_1}} = \frac{U_{cE} \cdot \cos(\vartheta + \varphi)}{U_{cE} \cdot \sin(\vartheta + \varphi)} \quad (2.14)$$

sau

$$\frac{n_1}{n} \cdot \frac{R_{sarc}}{X_{sarc} + X_s} = \operatorname{ctg}(\vartheta + \varphi) \quad (2.15)$$

Turația „n” față de turația „n₁” corespunzătoare frecvenței nominale f_n = 50Hz se modifică dacă sarcina la bornele G.S.crește sau scade.

La turația „n” cuplul la arborele motorului Diesel determinat cu relația (2.1) este egal cu cuplul electromagnetic:

$$A \cdot n^2 + B \cdot n + C = 3 \cdot U \cdot U_{ct} \cdot \sin \vartheta / \left(X_s \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \right) \quad (2.16)$$

Folosind și relația (2.5) prin eliminarea lui U se poate calcula unghiul de sarcină ϑ ; din ecuația de mai jos :

$$A \cdot n^2 + B \cdot n + C = 3 \cdot \left(U_{ct} \cdot \frac{n}{n_1} \cdot \cos(\vartheta + \varphi) / \cos \varphi \right) \cdot U_{ct} \cdot \sin \vartheta / \left(X_s \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \right) \quad (2.17)$$

Deoarece t.e.m. polară U_{ct} este cunoscută și a rămas constantă (I_t nu s-a modificat), la turația „n” se poate calcula unghiul de sarcină ϑ din ecuația (2.17).

2. tensiunea la borne U rezultă din:

$$R_{sarc} \cdot I = U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot \cos(\vartheta + \varphi) \quad (2.18)$$

$$U \cdot \sin \varphi + X_s \cdot I \cdot \frac{n}{n_1} = U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot \sin(\vartheta + \varphi) \quad (2.19)$$

prin împărțire se obține :

$$\frac{R_{sarc}}{X_s} = \frac{U_{eE} \cdot \frac{n}{n_1} \cdot \cos(\vartheta + \varphi)}{U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot \sin(\vartheta + \varphi) - U \cdot \sin \varphi} \quad (2.20)$$

și astfel , tensiunea U se poate calcula pe baza relației :

$$U = \left[U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot R_s \cdot \sin(\vartheta + \varphi) - U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \cdot X_s \cdot \cos(\vartheta + \varphi) \right] / (R_{sarc} \cdot \sin \varphi) \quad (2.21)$$

sau din:

$$U = U_{eE} \cdot \cos(\vartheta + \varphi) / \cos \varphi \quad (2.22)$$

3. curentul I prin componentele sale I_d și I_q :

$$I_d = \left[U_{eE} \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) - U \cdot \cos \vartheta \right] / \left(X_s \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \right) \quad (2.23)$$

$$I_q = U \cdot \sin \vartheta / \left(X_s \cdot \begin{pmatrix} n \\ n_1 \end{pmatrix} \right) \quad (2.24)$$

$$I = \sqrt{(I_d^2 + I_q^2)} \quad (2.25)$$

Curentul I se poate calcula și direct din puterea activă P în felul următor:

$$I = P / 3 \cdot U \cdot \cos \varphi \quad (2.26)$$

Observație: În cazul în care turația și tensiunea la borne nu se mențin constante cu regulatoarele de turație , respectiv tensiune , în SEEN apar modificări semnificative privind:

- frecvența și
- tensiunea la borne.

Pentru un G.S. cu poli aparenti , reactanța sincronă X_s se înlocuiește cu reactanțele X_d și X_q .

În același mod , privind variația frecvenței și tensiunii la borne , se pune problema și la G.S. cu poli aparenti , unde ecuația ce definește caracteristica externă este :

$$\underline{U}_{\text{e}} = \underline{U} + j \cdot X_d \cdot \underline{I}_d + j \cdot X_q \cdot \underline{I}_q \quad (2.27)$$

Reactanțele sincrone după cele două axe :

X_d - reactanța sincronă longitudinală (după axa d);

X_q - reactanța sincronă transversală (după axa q);

depind și ele de turație în același mod :

$$X_{d(n)} = X_d \cdot \left(\frac{n}{n_s} \right) \quad (2.28)$$

$$X_{q(n)} = X_q \cdot \left(\frac{n}{n_1} \right) \quad (2.29)$$

Reactanțele sincrone sunt determinate , în principal , de reactanțele de reacție:

$$X_{dm} = k_d \cdot X_m \quad (2.30)$$

$$X_{qm} = k_q \cdot X_m \quad (2.31)$$

unde :

$$k_d > k_q \quad (2.32)$$

Coeficienții k_d și k_q se determină din geometria polului inductor și a întrefierului. În mod obișnuit la G.S. pentru nave $k_d \cong 2 \cdot k_q$ [D1 , N2].

La G.S. cu poli plini întrefierul este constant și $k_d = k_q$.

Gradul de saturație a miezului magnetic influențează valoarea reactanței de magnetizare X_m în sensul că la valori ale câmpului magnetic în miez peste 1,5 T , reactanța de magnetizare X_m scade.

Deoarece :

$$X_d = X_l + X_{dm} \quad (2.33)$$

$$X_q = X_l + X_{qm} \quad (2.34)$$

unde : X_l - reactanța de dispersie ,

aceste valori ale reactanțelor de reacție sunt și ele influențate de saturație.

Normele Registrului Naval prevăd și cazul în care regulatorul de turație este scos din funcțiune și astfel turația grupului motor Diesel – Generator Sincron se modifică cu sarcina.

La conectarea unor consumatori de puteri mari la bornele G.S. turația grupului scade , deci frecvența se micșorează și astfel funcționarea celorlalți consumatori electrici este perturbată (a se vedea Anexa 1).

Situația este inversă la funcționarea la sarcini mici când turația este mare și frecvența poate depăși valoarea nominală.

Variația turației cu sarcina modifică pe lângă frecvența din SEEN și tensiunea rețelei.

La frecvențe mici (turații sub valoarea nominală) tensiunile scad sub valoarea nominală și la frecvențe mari (turații peste valoarea nominală) tensiunile în SEEN depășesc valoarea nominală.

Așa cum s-a demonstrat în Anexa 1, tensiunea la bornele G.S. se modifică semnificativ cu sarcina și prin urmare, în orice SEEN există pe partea de excitație reglatoare de tensiune.

2.1.2.1. G.S. cu regulator de tensiune

Dintre tipurile de reglatoare menționate la paragraful 1.3.4., pe navele fluviale cele mai des întâlnite sunt reglatoarele de tipul PI (proporțional - integrator).

Aceste reglatoare au o funcție de transfer dată de următoarea relație:

$$H(s) = k \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s} \right) = \frac{U_E}{E_r} \quad (2.35)$$

unde:

$$k - \text{factorul de amplificare } (k = 1 \div 100); \quad (2.36)$$

$$T_i - \text{constanta de timp a regulatorului } (T_i = 0.01 \div 100 \text{ s}); \quad (2.37)$$

U_E - tensiunea pe înfășurarea de excitație;

E_r - eroarea dintre tensiunea prescrisă $U^* = 220 \text{ V}$ și cea de la borne U ($E_r = U^* - U$).

În modelul d - q regulatorul de tensiune se introduce prin următoarea ecuație diferențială:

$$K \cdot T_i \cdot \frac{dE_r}{dt} + K \cdot E_r = T_i \cdot \frac{dU_E}{dt} \quad (2.38)$$

sau prin integrare:

$$U_E = K \cdot \int_0^t \frac{dE_r}{dt} \cdot dt + \frac{K}{T_i} \cdot \int_0^t E_{r(t)} \cdot dt \quad (2.39)$$

Efectuând calculul se obține:

$$U_E = K \cdot (E_{r(t)} - E_{r(0)}) + \frac{K}{T_i} \cdot \int_0^t E_{r(t)} \cdot dt \quad (2.40)$$

$$K \cdot (E_{r(t)} - E_{r(0)}) - \text{termenul proporțional} \quad (2.41)$$

$$\frac{K}{T_i} \cdot \int_0^t E_{r(t)} \cdot dt - \text{termenul integrator} \quad (2.42)$$

Cu aceste precizări ecuația corespunzătoare circuitului de excitație , se scrie sub forma:

$$U_E = M_{ED} \cdot pI_d + (R_E + L_E \cdot p) \cdot I_E + M_{Ed} \cdot pI_D \quad (2.43)$$

sau:

$$K \cdot (E_{r(t)} - E_{r(0)}) + \frac{K}{T_i} \cdot \int_0^t E_{r(t)} \cdot dt = M_{ED} \cdot pI_d + (R_E + L_E \cdot p) \cdot I_E + M_{Ed} \cdot pI_D \quad (2.44)$$

La scurtcircuit ,

$$E_r = U^* = ct \quad (2.45)$$

deoarece $U=0$ și rezultatele sunt date în paragraful 8.6.

Prezența reguletoarelor de tensiune mărește solicitările electrodinamice la scurtcircuit.

Înfășurarea de excitație depinde de limitele între care se modifică puterea reactivă.

Observatie:

În cazul unor nave cu destinație specială, se va avea în vedere necesarul de putere reactivă și deci dimensionarea circuitului de excitație se face având în vedere aceste cazuri.

2.2. Analiza regimurilor tranzitorii la mașinile electrice de pe o navă fluvială de putere medie

Modelarea mașinilor electrice este o problemă esențială în analiza regimurilor tranzitorii la mașinile electrice.

Pe baza modelului se pot evalua duratele regimurilor tranzitorii, precum și vârfurile de curent, tensiune, puteri ce apar pe durata acestor regimuri.

În model se vor înlocui parametrii mașinii deduși din încercări experimentale sau din datele de proiectare.

Analiza regimurilor tranzitorii poate fi făcută și prin alte metode decât modelul (d – q).

În continuare se prezintă câteva elemente esențiale legate de modelele mașinilor electrice.

2.2.1. Modelul ortogonal (sau modelul d-q)

Modelul ortogonal (sau modelul dq) este unul din cele mai cunoscute modele și este prezentat în figura 2.3.

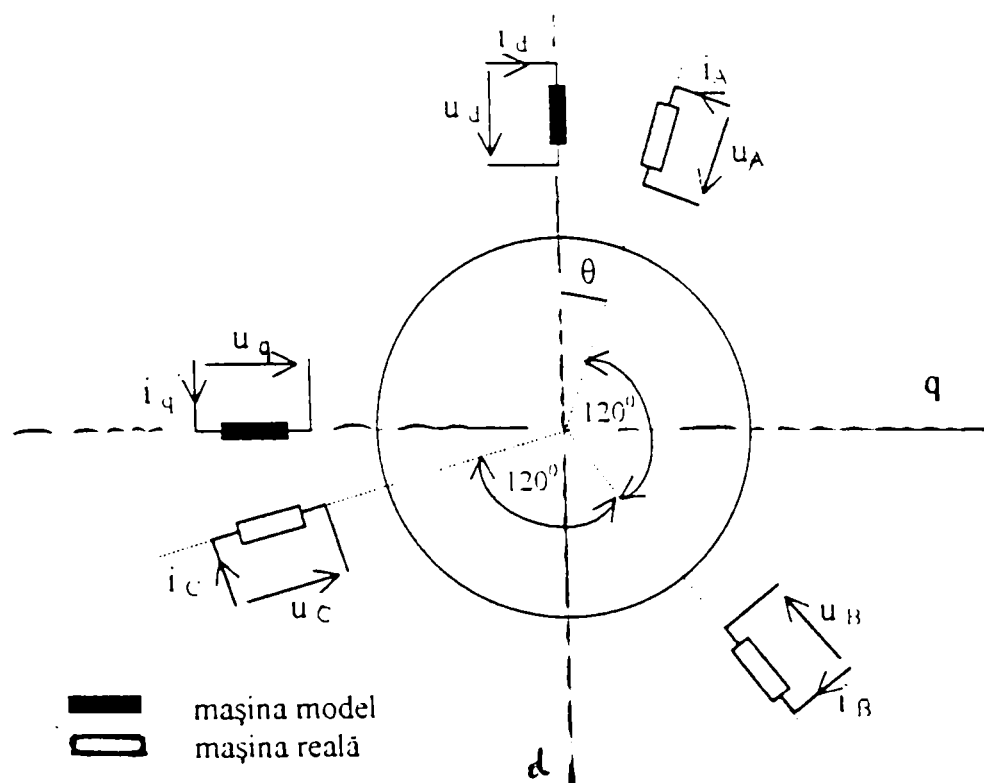


Fig.2.3. Modelul d-q la mașinile electrice.

Mașina model fizic are înfășurările cu axele perpendiculare repartizate sinusoidal, numite d, q în stator și respectiv D, Q, și E în rotor.

La mașina model fizic se neglijează armonicile de câmp și se consideră miezul feromagnetic fără pierderi.

În continuare ecuațiile sunt scrise presupunând:

- regimul de motor;
- înfășurările statorice sunt identice iar cele rotorice diferite;
- înfășurările rotorice sunt raportate la stator.

Se obțin ecuațiile [B5,B6]:

$$U_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \cdot \omega_r \quad (2.46)$$

$$U_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \psi_d \cdot \omega_r \quad (2.47)$$

$$U_E = R_E \cdot i_E + \frac{d\psi_E}{dt} \quad (2.48)$$

$$U_D = R_D \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (2.49)$$

$$U_Q = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (2.50)$$

Relațiile fluxuri – curenți, la neglijearea fluxurilor de dispersie de dublă înlănțuire, sunt următoarele:

$$\psi_d = L_{s\sigma} \cdot i_d + \psi_{dm} \quad (2.51)$$

$$\psi_q = L_{s\sigma} \cdot i_q + \psi_{qm} \quad (2.52)$$

$$\psi_E = L_{s\sigma} \cdot i_E + \psi_{dm} \quad (2.53)$$

$$\psi_D = L_{s\sigma} \cdot i_D + \psi_{dm} \quad (2.54)$$

$$\psi_Q = L_{s\sigma} \cdot i_Q + \psi_{qm} \quad (2.55)$$

unde

$$\psi_{dm} = M_d \cdot i_{dm} \quad (2.56)$$

$$\psi_{qm} = M_q \cdot i_{qm} \quad (2.57)$$

$$i_{dm} = i_d + i_E + i_D \quad (2.58)$$

$$i_{qm} = i_q + i_Q \quad (2.59)$$

Cuplul electromagnetic se obține din bilanțul puterilor și are expresia:

$$M = p(\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (2.60)$$

Pentru MAȘINA SINCRONĂ având în vedere că înfășurările D și Q sunt în colivie, deci $U_D = U_Q = 0$, relațiile (2.46-2.50), devin:

$$U_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega \cdot \psi_q \quad (2.61)$$

$$U_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} - \omega \cdot \psi_d \quad (2.62)$$

$$U_E = R_E \cdot i_E + \frac{d\psi_E}{dt} \quad (2.63)$$

$$0 = R_D \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (2.64)$$

$$0 = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (2.65)$$

Relațiile fluxuri – curenți nu se modifică.

Înfășurarea în colivie rotorică este, în general, nesimetrică ($R_D \neq R_Q$).

Saturația miezului feromagnetic poate juca rol important în comportarea mașinilor electrice și în literatură ea este introdusă prin folosirea unor inductivități variabile.

Dacă se consideră că inductivitățile utile sunt funcții bine definite de curentul rezultat de magnetizare i_m :

$$i_m = \sqrt{i_{dm}^2 + i_{qm}^2} \quad (2.66)$$

atunci fluxurile pe cele două axe sunt:

$$\psi_{dm} = M_{d(i_m)} \cdot i_{dm} \quad (2.67)$$

$$\psi_{qm} = M_{q(i_m)} \cdot i_{qm} \quad (2.67)$$

Dependența fluxurilor de magnetizare de curentul de magnetizare rezultat se obține sau printr-un calcul de câmp, dacă se cunosc datele de proiectare, sau prin încercări (stingerea curentului cu mașina în repaus).

Cunoscând dependența fluxurilor de curentul de magnetizare, rezultă valorile inductivităților care se vor introduce ca funcții de curenți în modelul dq.

Pentru MAȘINA ASINCRONĂ cu rotorul în scurtcircuit ecuațiile modelului octogonal dq se scriu sub forma:

$$U_d = R_1 \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \cdot \omega \quad (2.69)$$

$$U_d = R_1 \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \cdot \omega \quad (2.70)$$

$$0 = R_2 \cdot i_{dr} + \frac{d\psi_2}{dt} \quad (2.71)$$

$$0 = R_2 \cdot i_{qr} + \frac{d\psi_2}{dt} \quad (2.72)$$

Pentru ambele mașini expresia cuplului rămâne aceeași (relația 2.70).

Echivalența dintre modelul octogonal și mașina fixă are în vedere egalitatea solenanteor și cea a energiilor.

Mașina reală are înfășurările decalate la 120° , așa ca în figura 2.4, iar mașina model la 90° .

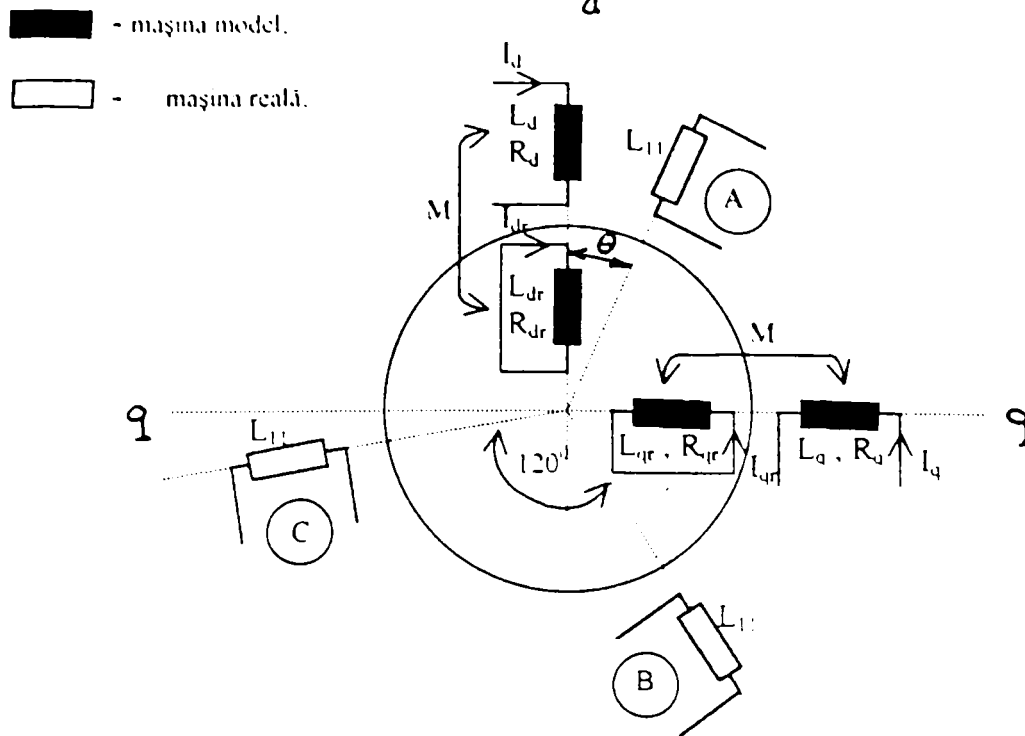


Fig.2.4.Echivalarea mașină model-mașină reală.

Proiectând pe axa d-d curenții fazelor A, B, C se obține:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_A \cdot \cos \theta + i_B \cdot \cos(\theta - 120^\circ) + i_C \cdot \cos(\theta + 120^\circ)] \quad (2.73)$$

analog pe axa q-q rezultă relația:

$$i_q = \sqrt{\frac{2}{3}} [i_A \cdot \sin \theta + i_B \cdot \sin(\theta - 120^\circ) + i_C \cdot \sin(\theta + 120^\circ)] \quad (2.74)$$

Relațiile de mai sus se pot pune sub formă matriceală astfel:

$$[i_{dq}] = [A_{dq}] \cdot [i_{abc}] \quad (2.75)$$

sau

$$[i_{abc}] = [A_{dq}]^{-1} \cdot [i_{dq}] \quad (2.76)$$

Observație: Pentru fluxuri și tensiuni se procedează în același fel.

2.2.2. Modelul fazorial al mașinilor electrice

Modelul fazorial s-a impus ca o alternativă la modelul octogonal și se bazează pe fazorii spațiali. Numărul de ecuații scade și prin fazorul spațial sau, fazorul generalizat, se poate printr-o singură mărime să se obțină descrierea sistemului polifazat de mărimi.

Fazorul generalizat se poate introduce foarte simplu având în vedere modelul octogonal în felul următor:

$$\underline{i}_s = i_d + j \cdot i_q \quad \text{(pentru curenți)} \quad (2.77)$$

$$\underline{u}_s = u_d + j \cdot u_q \quad \text{(pentru tensiuni)} \quad (2.78)$$

$$\underline{\psi}_s = \psi_d + j \cdot \psi_q \quad \text{(pentru fluxuri)} \quad (2.79)$$

partea reală fiind mărimile de pe axa d-d iar partea imaginară mărimile de pe axa q-q.

Fazorii spațiali de succesiune directă \underline{i}_s , \underline{u}_s , $\underline{\psi}_s$ definesc în mod univoc comportarea mașinii în condițiile unei simetrii totale (sistemul de tensiuni și de curenți ai mașinii să fie simetric).

În cazul unui sistem nesimetric de curenți sau tensiuni, se impune considerarea și a fazorilor de succesiune inversă.

Pe baza relațiilor (2.73)÷(2.74) fazorul spațial al curentului statoric se scrie sub forma:

$$\underline{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[\underline{i}_A \cdot e^{-j\theta} + \underline{i}_B \cdot e^{-j(\theta-120^\circ)} + \underline{i}_C \cdot e^{-j(\theta+120^\circ)} \right] \quad (2.80)$$

și analog pentru tensiuni și fluxuri.

Pe baza ecuațiilor (2.46)÷(2.47) se obține ecuația pentru tensiunea statică a modelului fazorial:

$$\underline{U} = R_s \cdot \underline{i}_s + \frac{d\underline{\psi}_s}{dt} + j\omega \cdot \underline{\psi}_s \quad (2.81)$$

Cuplul electromagnetic, având în vedere relația (2.60), se scrie sub forma:

$$M = pREAL(j\underline{\psi}_s \cdot \underline{i}_s^*) \quad (2.82)$$

unde:

$$\underline{i}_s^* = \underline{i}_d - j\underline{i}_q - \text{fazorul de succesiune inversă.}$$

Modelul fazorial este aplicabil în mod curent la mașina asincronă care are rotorul simetric și este alimentată cu un sistem simetric de tensiuni.

Rotorul fiind în scurtcircuit se pot scrie relațiile:

$$U_d = U_q = 0 \quad (2.83)$$

$$R_D = R_Q = R_r \quad (2.84)$$

$$M_d = M_q = M \quad (2.85)$$

$$L_{D\sigma} = L_{Q\sigma} = L_{2\sigma} \quad (2.86)$$

În aceste condiții ecuațiile mașinii asincrone se scriu sub forma:

$$U_d = R_s \cdot \underline{i}_s + j\omega \cdot \underline{\psi}_s \quad (2.87)$$

$$0 = R_r \cdot \underline{i}_r + j(\omega_s - \omega) \underline{\psi}_r \quad (2.88)$$

$$\underline{\psi}_s = L_{s\sigma} \cdot \underline{i}_s + M(\underline{i}_s + \underline{i}_r) \quad (2.89)$$

$$\underline{\psi}_r = L_{r\sigma} \cdot \underline{i}_r + M(\underline{i}_s + \underline{i}_r) \quad (2.90)$$

Din relațiile de mai sus se obține modelul propus de Yamamura [Y₁] folosind notațiile uzuale:

$$X_s = \omega_s (L_{s\sigma} + M) \quad (2.91)$$

$$X_r = \omega_s (L_{r\sigma} + M) \quad (2.92)$$

$$X_m = \omega_s \cdot M \quad (2.93)$$

$$s = (\omega_s - \omega) / \omega_s - \text{alunecarea} \quad (2.94)$$

Rezultă, în final, ecuațiile [V₂]:

$$\underline{U}_s = (R_s + jX_s) \cdot \underline{i}_s + j\alpha X_m \cdot \underline{i}_r \quad (2.95)$$

$$0 = \alpha^2 (R_r / s + jX_r) \underline{i}_r + j\alpha \cdot X_m \cdot \underline{i}_s \quad (2.96)$$

În cazul comenzilor în curent coeficientul “ α ” are valoarea:

$$\alpha = \frac{X_m}{X_r} \quad (2.97)$$

și circuitul echivalent al mașinii asincrone nu conține reactanță în rotor.

La mașinile asincrone comandate în tensiune coeficientul “ α ” este:

$$\alpha = \frac{X_m}{X_r} \quad (2.98)$$

și circuitul echivalent al mașinii asincrone nu conține reactanță în stator.

2.2.3. Modelul de tip circuit și modelul de tip câmp circuit la mașinile electrice

Modelul de tip circuit conține:

1. ecuații de tensiuni;
2. relațiile între fluxuri și curenți;
3. funcții nelineare pentru inductivitățile de magnetizare.

Datorită saturației și a nelinearităților introduse de magneții permanenți în aplicațiile modelului de circuit inductivitățile de magnetizare trebuie să fie modificate în corelare cu valorile curenților.

Procesul de calcul constă dintr-un proces iterativ care conține următorii pași:

1. cunoscând valorile tensiunilor U_d , U_q la momentul t_k și a fluxurilor totale și curenții din rezolvarea sistemelor (2.51)÷(2.55) și (2.46)÷(2.50);
2. cu valorile astfel calculate pentru curenți se rezolvă problema de câmp și se determină valorile noi pentru fluxurile de magnetizare;
3. valorile noi ale fluxurilor de magnetizare se compară cu valorile anterioare și dacă diferența este mai mare decât o valoare impusă se reia calculul cu valori subrelaxate ale fluxurilor de magnetizare.

În cazul când diferența este mai mică decât eroarea impusă se continuă calculul pentru un nou moment de timp.

Fluxurile de magnetizare subrelaxate devin mărimi de intrare pentru momentul t_{kM} , alături de noile valori ale tensiunilor la acest moment de timp.

Modelul mixt circuit-câmp a dat foarte bune rezultate la calculul caracteristicilor mașinilor electrice când se cunosc datele de proiectare.

Având în vedere însă că la navele fluviale mașinile electrice sunt caracterizate doar prin datele nominale, deci nu se cunosc în detaliu dimensiunile circuitului electromagnetic, acest model nu este aplicabil în acest caz.

2.2.4. Motivatii privind alegerea modelului d-q

Prezintă interes doar primele două modele:

- modelul octogonal

– modelul fazorial

În ambele modele parametrării sunt aceiași, deci problema determinării lor cât mai precise se impune ca o cerință obligatorie în modelarea acestor mașini electrice.

Lucrarea se bazează pe modelul ortogonal (d-q)

Alegerea acestui model s-a făcut având în vedere următoarele aspecte:

- 1) în literatura de specialitate modelul (d-q) este bine pus la punct începând cu lucrările lui PARK din 1929
- 2) modelul (d-q) este aplicabil, relativ ușor, la mașinile electrice deja executate la care nu se cunosc datele geometrice pe baza cărora s-ar putea determina marimile electromagnetice;
- 3) modelul (d-q) este cel mai simplu model pe baza căruia se obține câmpul electromagnetic învârtitor din M.E.;
- 4) modelul (d-q) stă la baza modelului fazorial și deducerea parametrilor din modelul (d-q) este esențială.

În cele ce urmează se abordează tocmai această problemă fundamentală a deducerii parametrilor mașinilor electrice.

Cap. 3. Metode principale de determinare a parametrilor modelului ortogonal folosite în cazul mașinilor electrice.

Parametrii mașinii sincrone și asincrone ce intervin în modelul ortogonal sunt parametrii mașinii reale.

Problema determinării parametrilor mașinilor electrice în general, și ai modelului d-q în special, este esențială pentru stăpânirea regimurilor dinamice.

Literatura de specialitate [B1÷14] tratează aceste probleme prioritare în tehnica rezolvării regimurilor tranzitorii. Metodele sunt diverse și concluziile privind erorile diverselor procedee sunt uneori contradictorii.

În continuare se prezintă o metodă de determinare a parametrilor la cele două tipuri de bază: mașina sincronă și mașina asincronă.

3.1. Considerații introductive

Modelul ortogonal al mașinii sincrone este definit de sistemul de ecuații [B5]:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_I + pL_d & -\omega_m L_q & pM_{dE} & -\omega_m M_{dQ} \\ \omega_m L_d & R_I + pL_q & \omega_m M_{qE} & pM_{qQ} \\ -pM_{Ed} & 0 & R_E + pL_E & 0 \\ pM_{Dd} & 0 & pM_{ED} & 0 \\ 0 & pM_{Qq} & 0 & R_Q + pL_Q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -I_d \\ -I_q \\ I_E \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

și a fost scris având în vedere figura următoare:

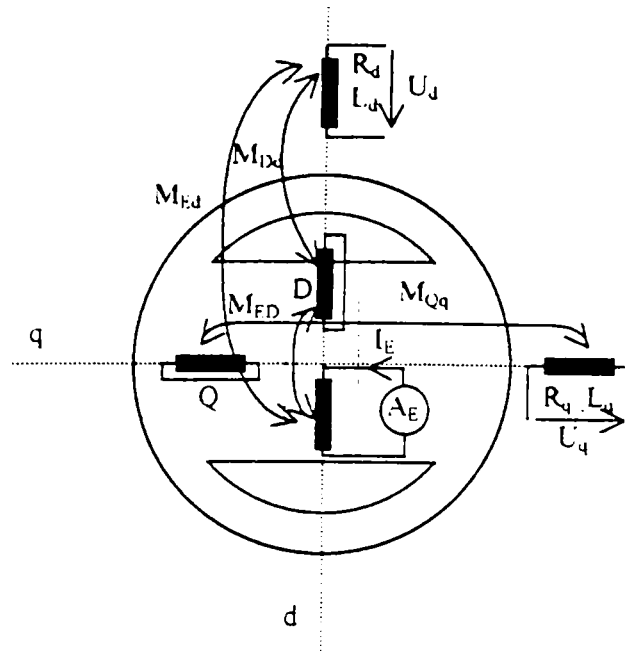


Fig. 3.1 Inductanțele modelului d-q
la mașina sincronă

Operatorul de derivare d/dt s-a notat cu p . Inductanțele de cuplaj M_{dE} , M_{dD} , M_{qD} , M_{qE} , M_{DE} , M_{Qq} au în vedere spectrul câmpului magnetic ce înlănțuie înfășurările statorice și cele rotorice. La unele din aceste înfășurări, la care bornele sunt accesibile deci parametrii sunt posibil a fi determinați cu metodele clasice cunoscute.

Problema dificilă este la acele înfășurări la care bornele nu sunt accesibile (la înfășurările de amortizare după cele două axe d și q).

Ecuțiile modelului d-q pentru mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit se scriu sub forma [B5]:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -\omega_1 L_1 & pM & -\omega_1 M \\ \omega_1 L_1 & R_1 + pL_1 & \omega_1 M & pM \\ pM & -(\omega_1 - \omega_m)M & R_2 + pL_2 & -(\omega_1 - \omega_m)L_2 \\ (\omega_1 - \omega_m)M & pM & (\omega_1 - \omega_m)L_2 & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

și au la bază figura următoare ($L_1 = 3/2L_{11} + L_{1\sigma}$; $L_2 = 3/2L_{22} + L_{2\sigma}$; $M = 3/2M_{12}$):

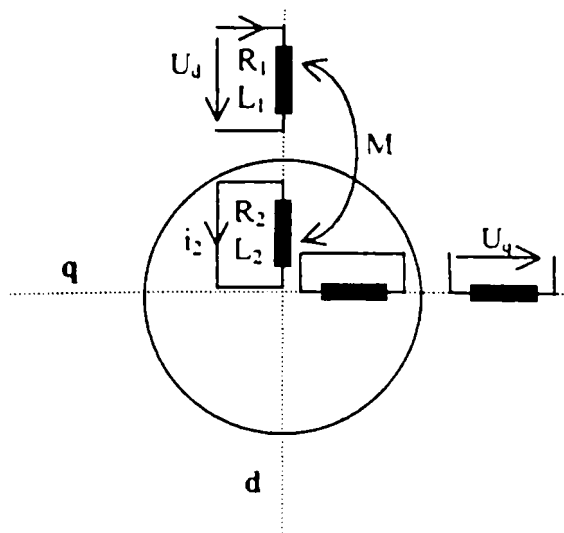


Fig. 3.2 Inductanțele modelului d-q la mașina asincronă

În acest sens, folosind rezultatele din [B.3], se dă o metodă pentru determinarea parametrilor R , M și L la înfășurările la care nu se poate pune problema măsurării curentului sau tensiunii. Aceste înfășurări sunt:

- la mașina sincronă - înfășurarea de amortizare;
- la mașina asincronă - înfășurarea rotorică în scurtcircuit.

3. 2 Metodă pentru determinarea parametrilor înfășurărilor în scurtcircuit bazată pe încercări în regim tranzitoriu.

Fie două înfășurări notate cu 1 și 2 în figura de mai jos, cuplate numai magnetic și având parametrii:

- R_1, L_1 - pentru înfășurarea 1,
- R_2, L_2 - pentru înfășurarea în scurtcircuit 2.
- M_{12} - inductanța de cuplaj dintre înfășurarea în scurtcircuit 1 și 2

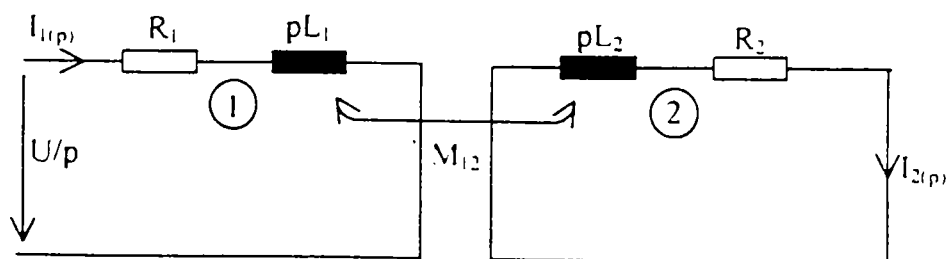


Fig. 3.3 Schema electrică operațională Laplace la două înfășurări cuplate magnetic

3. 2. 1 Proba de conectare la o treaptă de tensiune.

Deoarece curentul $i_1(t)$ se poate determina experimental, la aplicarea unui semnal treaptă de tensiune la bornele înfășurării (1), se calculează în continuare expresia analitică a acestei funcții.

Cunoașterea funcției $i_1(t)$ permite stabilirea unor relații de legătură între parametrii celor două înfășurări.

Ecuatiile pentru cele două circuite, având în vedere transformata Laplace, la un semnal dreptunghiular U aplicat înfășurării 1, înfășurarea 2 fiind în scurtcircuit, se scriu sub forma:

$$U/P=I_1(R_1+pL_1)+I_2pM_{12} \quad (3.3)$$

$$0=I_2(R_2+pL_2)+I_1pM_{12} \quad (3.4)$$

Din cele două relații se obțin curenții I_1 și I_2 (imaginile Laplace):

$$I_1(p)=U(R_2+pL_2)/p[p^2(L_1L_2-M_{12}^2)+p(R_1L_2+R_2L_1)+R_1R_2] \quad (3.5)$$

$$I_2(p)=-UM_{12}/[p^2(L_1L_2-M_{12}^2)+p(R_1L_2+R_2L_1)+R_1R_2] \quad (3.6)$$

Curentul I_1 este posibil a fi înregistrat în timp, și din acest motiv se calculează, în continuare, funcția originală a sa.

Pe baza relației (3.5) expresia lui $I_1(p)$ se poate pune sub forma:

$$I_1(p)=A/p+B/(p-p_1)+C/(p-p_2) \quad (3.7)$$

unde p_1 și p_2 sunt soluțiile ecuației de la numitorul fracției ce definește pe $I_1(p)$:

$$p_{1,2}=[-(R_1L_2+R_2L_1) \pm (R_1L_2-R_2L_1)^2+4M_{12}^2R_1R_2]/2(L_1L_2-M_{12}^2) \quad (3.8)$$

Constantele A , B și C au expresiile:

$$A=U/R_1 \quad (3.9)$$

$$B=U(R_2+p_1L_2)/(L_1L_2-M_{12}^2)p_1(p_1-p_2) \quad (3.10)$$

$$C=U(R_2+p_2L_2)/(L_1L_2-M_{12}^2)p_2(p_2-p_1) \quad (3.11)$$

și curentul $i_1(t)$ se scrie sub forma:

$$i_1(t)=A+Be^{p_1t}+Ce^{p_2t} \quad (3.12)$$

unde: $A=U/R_1$

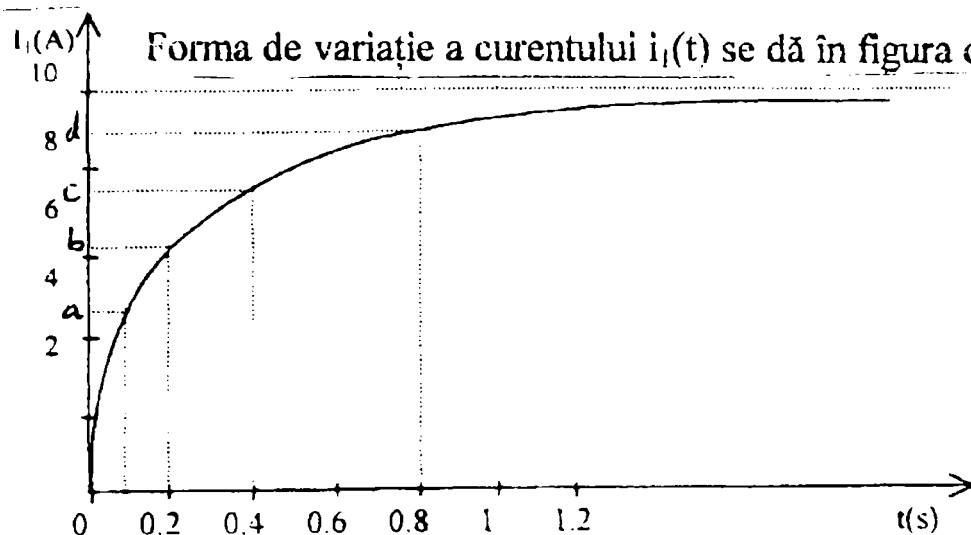


Fig. 3.4 Variația curentului i_1 la conectare

Măsurând curentul la patru momente de timp se obțin valorile:

$$i_1(t_1)=a \quad (3.13)$$

$$i_1(t_2)=b \quad (3.14)$$

$$i_1(t_3)=c \quad (3.15)$$

$$i_1(t_4)=d \quad (3.16)$$

și astfel rezultă sistemul de ecuații:

$$a=A+Be^{0.1p_1}+Ce^{0.1p_2} \quad (3.17)$$

$$b=A+Be^{0.2p_1}+Ce^{0.2p_2} \quad (3.18)$$

$$c=A+Be^{0.4p_1}+Ce^{0.4p_2} \quad (3.19)$$

$$d=A+Be^{0.8p_1}+Ce^{0.8p_2} \quad (3.20)$$

care se rezolvă în necunoscutele B, C, p_1, p_2 , cu ajutorul substituțiilor:

$$e^{0.1p_1} = x_1 \quad (3.21)$$

$$e^{0.2p_1} = x_1^2 \quad (3.22)$$

$$e^{0.4p_1} = x_1^4 \quad (3.23)$$

$$e^{0.8p_1} = x_1^8 \quad (3.24)$$

3. 2. 2 Proba de stingere

Proba anterioară , de conectare la un semnal treaptă de tensiune poate fi completată cu o probă de stingere care oferă și ea informații utile privind legătura dintre parametrii înfășurărilor și datelor experimentale .

La stingerea curentului se obțin ecuațiile:

$$0=(R_1+pL_1)I_1-L_1I_0+pM_{12}I_2 \quad (3.25)$$

$$0=(R_2+pL_2)I_2+pM_{12}I_1-M_{12}I_0 \quad (3.26)$$

rezultând curentul I_1 sub forma:

$$I_1(p)=[p(L_1L_2-M_{12}^2)I_0+L_1R_2I_0]/[p^2(L_1L_2-M_{12}^2)+p(R_1L_2+L_1R_2)+R_1R_2] \quad (3.27)$$

care descompus în fracții simple se scrie astfel:

$$I_1(p)=D/(p-p_1)+E/(p-p_2) \quad (3.28)$$

Constantele D și E au expresiile:

$$D=p_1I_0/(p_1-p_2)+L_1R_2I_0/(L_1L_2-M_{12}^2)(p_1-p_2) \quad (3.29)$$

$$E=p_2I_0/(p_2-p_1)+L_1R_2I_0/(L_1L_2-M_{12}^2)(p_2-p_1) \quad (3.30)$$

Din această probă se pot obține numai 2 relații independente de legatură între parametrii celor două înfășurări .Din acest motiv este suficient a se măsura curentul doar la două momente de timp.

Măsurând curentul și la alte momente de timp, relațiile suplimentare deduse sunt o combianție liniară a celor 2 relații anterioare.

Curentul la stingere se scrie sub forma:

$$i_1(t)=De^{p_1t}+Ee^{p_2t} \quad (3.31)$$

și alegând două momente de timp, pe baza figurii 3.5, se obțin următoarele valori pentru curenți:

$$i_1(t_1) = f \quad (3.32)$$

$$i_1(t_2) = e \quad (3.33)$$

rezultând sistemul de ecuații:

$$f = De^{0,1p_1} + Ee^{0,1p_2} \quad (3.34)$$

$$e = De^{0,4p_1} + Ee^{0,4p_2} \quad (3.35)$$

cu necunoscutele:

$$D(f,e), E(f,e). \quad (3.36)$$

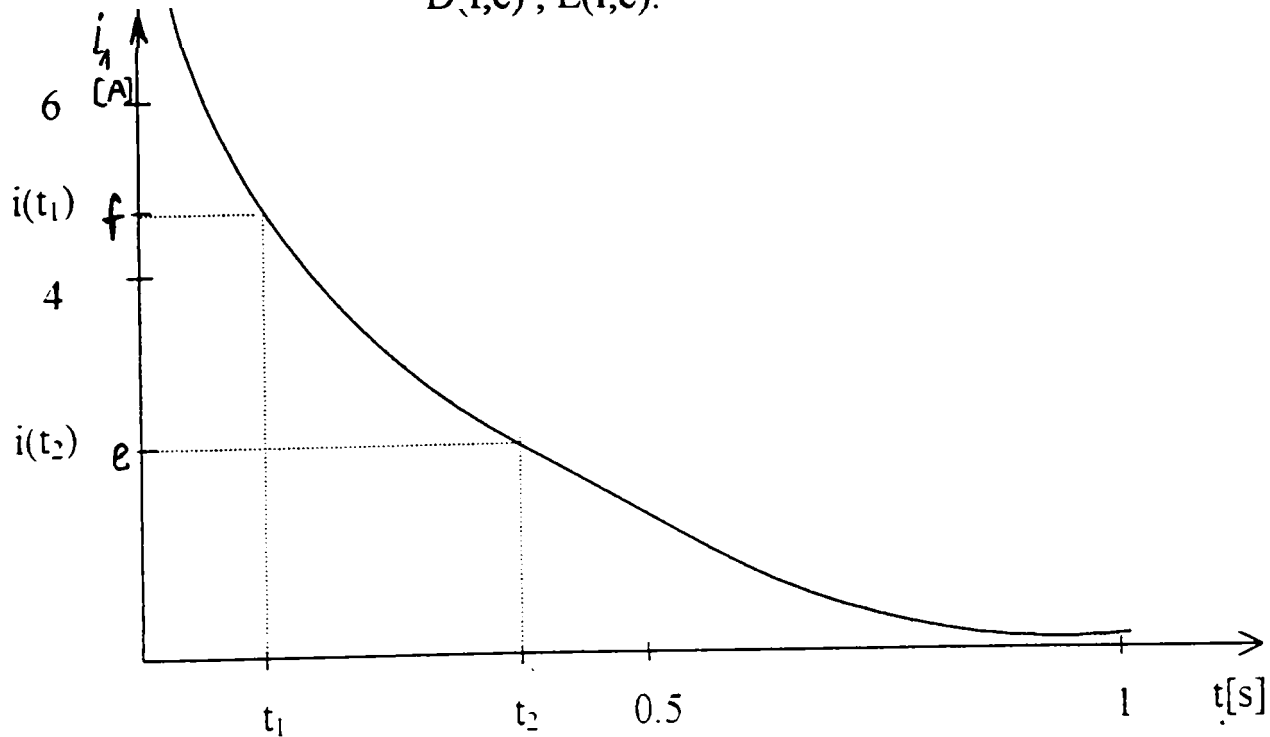


Fig. 3.5 Variația curentului I_1 după eliminarea tensiunii U

Din (3.36) rezultă p_1 și p_2 și următoarea legătură între parametrii:

$$L_1 R_2 / (L_1 L_2 - M_{12}^2) = b_1 \quad (3.37)$$

Din relațiile (3.23) și (3.24) se obține:

$$(R_2 - 1,818L_2) / (L_1 L_2 - M_{12}^2) = a_1 \quad (3.38)$$

$$(R_2 - 20L_2) / (L_1 L_2 - M_{12}^2) = -a_2 \quad (3.39)$$

Din ecuația (3.8), se poate scrie:

$$p_1 p_2 = R_1 R_2 / (L_1 L_2 - M_{12}^2) \quad (3.40)$$

și rezultă L_1 , la rezistența fazei statorice măsurată R_1 .

Din relația (3.11) și folosind relația (3.37) se poate scrie:

$$C = U(R_2 + pL_2)10,9 / L_1 R_2 p_2 (p_2 - p_1) \quad (3.41)$$

sau:

$$L_2/R_2 = a_3$$

Înlocuind L_2/R_2 în relația de mai jos :

$$p_1 + p_2 = -(R_1 L_2 + R_2 L_1) / (L_1 L_2 - M_{12}^2) = - [R_1 (L_2/R_2) + L_1] / [L_1 (L_2/R_2) - (M_{12}^2/R_2)] = \quad (3.42)$$

se obține:

$$M_{12}^2/R_2 = a_4 \quad (3.43)$$

Din bilanțul energetic între $t=0$ și $t=\infty$ se poate scrie:

$$1/2 L_1 I_0^2 = \int_0^{\infty} R_1 i_1^2(t) dt + \int_0^{\infty} R_2 i_2^2(t) dt \quad (3.44)$$

Din ecuațiile (3.25) și (3.26) pentru curentul $i_2(t)$ se găsește (din $I_2(p)$) o expresie de forma :

$$i_2(t) = F e^{p_1 t} + G e^{p_2 t} \quad (3.45)$$

unde:

$$\begin{aligned} F &= R_1 M_{12} I_0 / (L_1 L_2 - M_{12}^2) (p_1 - p_2) \\ G &= R_1 M_{12} I_0 / (L_1 L_2 - M_{12}^2) (p_2 - p_1) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Din (3.44) rezultă următoarea legătură între parametrii :

$$a_5 = 8,728 + R_2 M_{12}^2 / 0,15377 (L_1 L_2 - M_{12}^2)^2 \quad (3.47)$$

Această ultimă relație și altele ce pot fi scrise din alte probe nu sunt independente de relațiile anterioare de legătură între parametrii sistemului.

Precizare : din datele constructive, sau presupunând o dispersie nulă ($L_1 = M_{12}$) trebuie cunoscută una din mărimile sistemului R_2, L_2, M_{12} . Cunoscând datele geometrice, de exemplu pentru colivia de amortizare, se poate calcula relativ ușor rezistența R_2 .

Din (3.42), (3.43) sau (3.47) se pot determina foarte simplu ceilalți parametri:

$$\text{Mărimile : } a_1, a_2, a_3, a_4, a_5 = f_k(i) \quad (3.48)$$

$$a, b, c, d, e, f = g_k(i) \quad (3.49)$$

se determină din curba curentului la conectare, respectiv deconectare și astfel cei cinci parametri ce caracterizează cele două înfășurări sunt bine definiți.

Rezultatele numerice se dau în Anexa 2.

3.3 Metodă pentru determinarea parametrilor înfășurărilor în scurtcircuit bazată pe încercări în regim sinusoidal

Pentru determinarea parametrilor se poate utiliza și o altă metodă, care constă în încercări experimentale în regim sinusoidal.

Se utilizează montajul din figura următoare:

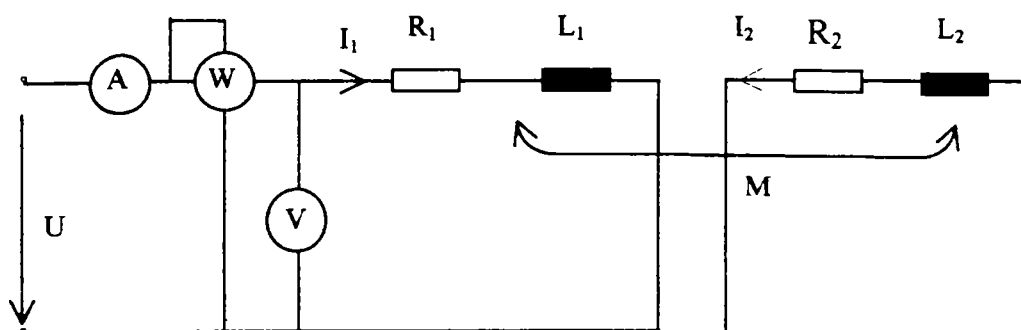


Fig 3.6. Schema electrică pentru măsurarea la frecvența f .

Se pot scrie următoarele relații:

$$\underline{U} = (R_1 + j \cdot \omega \cdot L_1) \cdot \underline{I}_1 - j \cdot \omega \cdot M \cdot \underline{I}_2 \quad (3.50)$$

$$0 = (R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2) \cdot \underline{I}_2 - j \cdot \omega \cdot M \cdot \underline{I}_1 \quad (3.51)$$

Sistemul de mai sus ne conduce la următoarele relații:

$$\underline{I}_2 = \frac{j \cdot \omega \cdot M}{R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2} \cdot \underline{I}_1 \quad (3.52)$$

$$\underline{U} = \underline{I}_1 \left[R_1 + j \cdot \omega \cdot L_1 + \frac{\omega^2 \cdot M^2}{R_2 + j \cdot \omega \cdot L_2} \right] = \underline{I}_1 \left[R_1 + \frac{R_2 \cdot \omega^2 \cdot M^2}{R_2^2 + \omega^2 \cdot L_2^2} + j \left(\omega \cdot L_1 - \frac{L_2 \cdot \omega^3 \cdot M^2}{R_2 + \omega^2 \cdot L_2^2} \right) \right] \quad (3.53)$$

Se obține astfel impedanța echivalentă a circuitului sub forma următoare:

$$\underline{Z}_e = R_e + j \cdot X_e = R_1 + \frac{R_2 \cdot \omega^2 \cdot M^2}{R_2^2 + \omega^2 \cdot L_2^2} + j \left(\omega \cdot L_1 - \frac{L_2 \cdot \omega^3 \cdot M^2}{R_2 + \omega^2 \cdot L_2^2} \right) \quad (3.54)$$

Rezistența echivalentă R_c se determină din puterea activă P :

$$R_c = R_1 + \frac{R_2 \cdot \omega^2 \cdot M^2}{R_2^2 + \omega^2 \cdot L_2^2} = \frac{P}{I^2} \quad (3.55)$$

iar reactanța echivalentă o putem calcula din puterea reactivă:

$$X_c = \omega \cdot L_1 - \frac{L_2 \cdot \omega^3 \cdot M^2}{R_2^2 + \omega^2 \cdot L_2^2} = \frac{Q}{I^2} \quad (3.56)$$

Rezistența R_1 și inductanța L_1 se pot determina astfel:

- R_1 prin măsurare directă;
- L_1 prin proba de stingere și efectuând integrala: $\int_0^{\infty} i_1(t) dt$

$$L_1 = \frac{R_1 \int_0^{\infty} i_1(t) dt}{I_0}$$

(3.57)

Așadar au mai rămas de determinat următoarele mărimi:

- R_2 – rezistența circuitului secundar;
- L_2 - inductanța circuitului secundar;
- M – inductanța de cuplaj între înfășurarea (1) și (2).

Avem două relații : R_c și X_c și trei necunoscute: R_2 , L_2 și M .

Orice alte probe (conectare, deconectare, alimentări sinusoidale,etc) nu aduc relații independente care să ne ajute la determinarea necunoscutelor R_2 , L_2 și M . În ipoteza neglijării dispersiei se poate scrie cu bună aproximație relația:

$L_1 \cong M$

(3.58)

Din cele două relații independente rezultate din măsurarea puterii active și reactive se pot deduce necunoscutele R_2 , L_2 :

- din puterea activă:

$$\frac{R_2 \cdot \omega^2 \cdot L_1^2}{R_2^2 + \omega^2 \cdot L_2^2} = \frac{P}{I^2} - R_1 \quad (3.59)$$

- din puterea reactivă:

$$\frac{L_2 \cdot \omega^3 \cdot L_1^2}{R_2^2 + \omega^2 \cdot L_2^2} = \frac{Q}{I^2} - \omega \cdot L_1 \quad (3.60)$$

Deoarece:

$$\frac{R_2}{\omega \cdot L_2} = \frac{\omega \cdot L_1 - \frac{Q}{I^2}}{\frac{P}{I^2} - R_1} = A \quad (3.61)$$

prin înlocuire în relația (3.59) se obține:

$$\frac{A\omega^3 L_1^2 L_2}{\omega^2 L_2^2 (1+A^2)} = \frac{P}{I^2} - R_1 \quad (3.62)$$

de unde:

$$L_2 = \frac{A}{1+A^2} \cdot \frac{\omega \cdot L_1^2}{\frac{P}{I^2} - R_1} \quad (3.63)$$

În mod similar se obține rezistența R_2 folosind relația (3.60) :

$$\frac{R_2}{A} \cdot \frac{\omega^2 L_1^2}{R_2^2 (1 + \frac{1}{A^2})} = \frac{Q}{I^2} - \omega L_1 \quad (3.64)$$

de unde:

$$R_2 = \frac{1+A^2}{A} \cdot \frac{\frac{Q}{I^2} - \omega L_1}{\omega^2 L_1^2} \quad (3.65)$$

Observații:

(1) La M.S. folosind înfășurarea de excitație în gol și în scurtcircuit parametrii M.S. se deduc ușor fără a mai fi nevoie de aproximări, așa cum se va vedea la capitolul 5.

(2) La M.A. parametrii se pot obține foarte simplu din datele de catalog așa cum se va vedea la capitolele următoare.

Încecările în axa longitudinală "d" la mașina sincronă are la bază schema de montaj din figura 3.7.

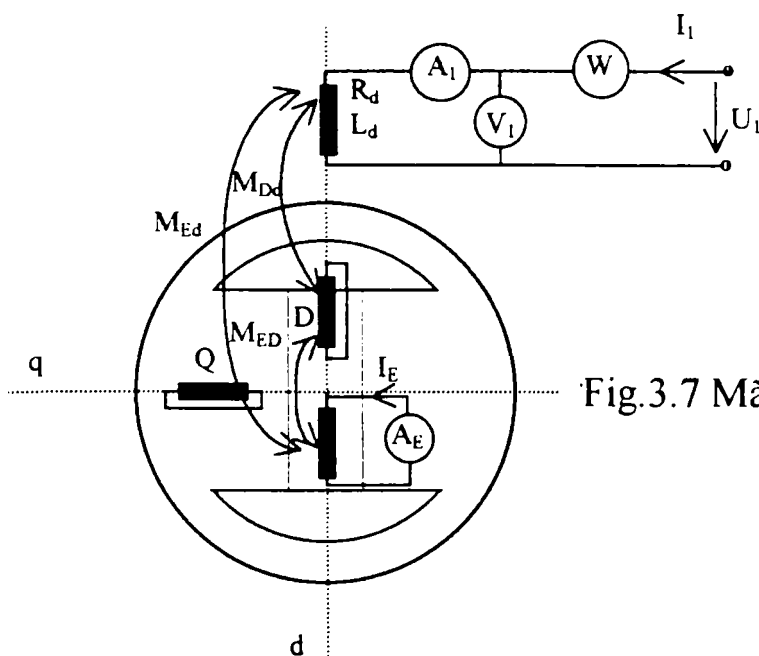
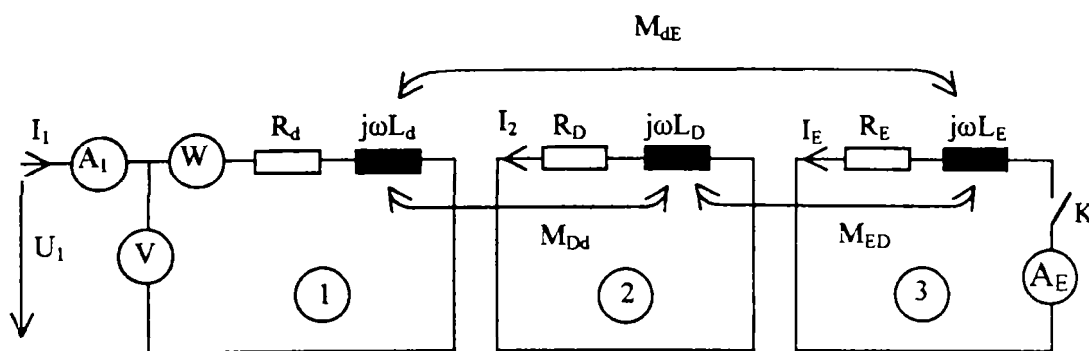


Fig.3.7 Măsurători în axa "d" la M.S.

Faza statică fiind alimentată la tensiunea U_1 în cazul când excitația este în scurtcircuit întreruptorul K este închis, iar când excitația este în gol întreruptorul K este deschis.

Curentul I_E este măsurat cu ampermetrul A_E . Schema electrică este dată în figura 3.8



- a) K – închis (circuitul de excitație în scurtcircuit)
- b) K - deschis (circuitul de excitație în gol)

Fig.3.8. Schema electrică de calcul a parametrilor echivalenți M.S.

Rezistențele echivalente pierderilor în fier vor fi cuprinse în parametrii înfășurării de amortizare după axa longitudinală (d), respectiv transversală(q).

Concluzii :

- 1) pentru determinarea parametrilor se va folosi această ultimă metodă deoarece necesită aparate de măsurat uzuale: ampermetre, voltmetre și wattmetre, aparate robuste și existente pe orice șantier naval;
- 2) este totuși necesar ca pentru determinarea inductanțelor proprii să se efectueze și încercări în regim tranzitoriu folosind un osciloscop cu remanență, adecvat condițiilor de pe un șantier naval;
- 3) în capitolul al cincilea se dă în detaliu această metodă aplicabilă la mașina sincronă.

Cap.4.Stabilirea relațiilor definitorii a parametrilor mașinii asincrone

Mașina asincronă reală are o înfășurare trifazată plasată în stator, iar rotorul la motoarele asincrone folosite pe nave este de obicei în scurtcircuit (figura 4.1.).

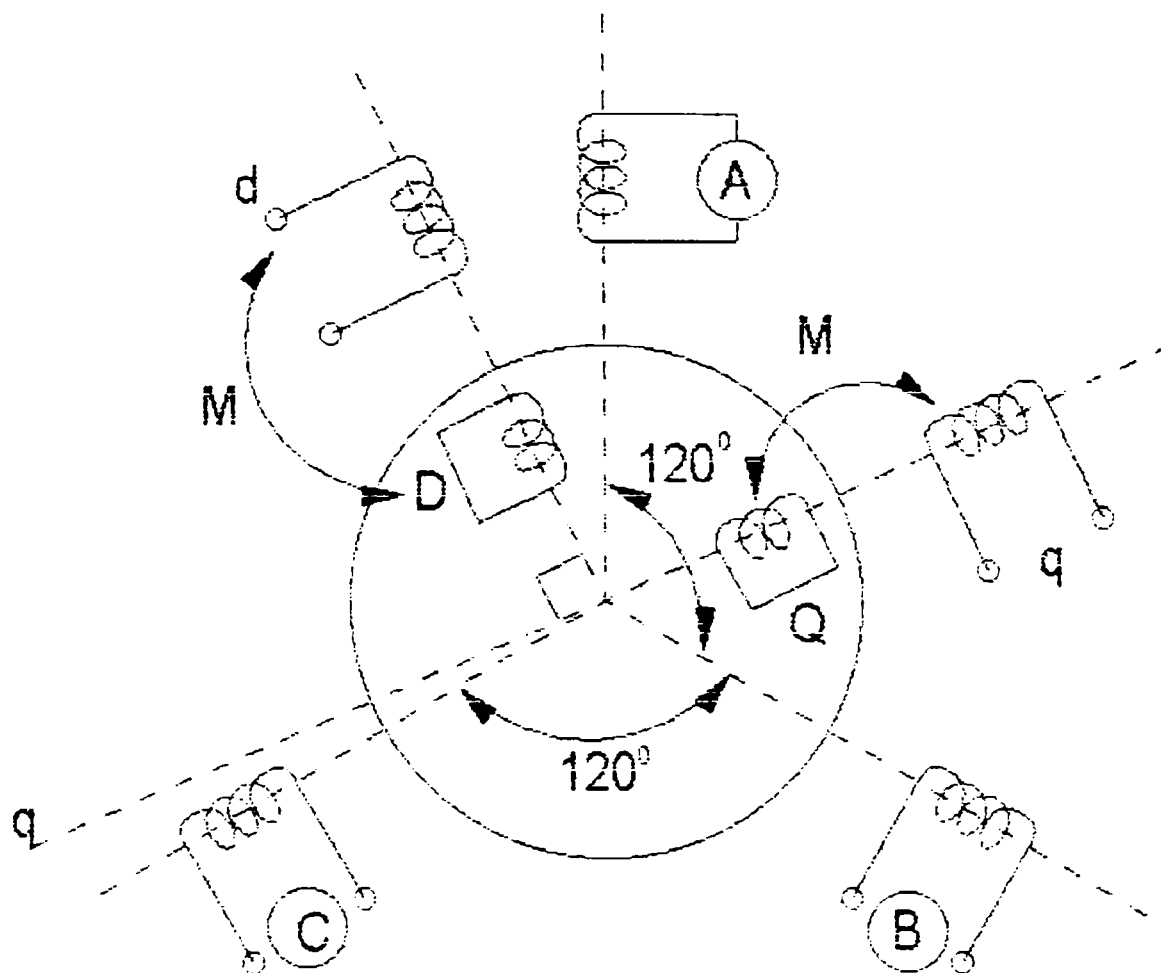


Fig. 4.1 Mașina asincronă reală

Fazelor statorice au axele decalate între ele cu 120° în spațiu și sunt alimentate în timp cu tensiuni defazate între ele tot cu 120° . Cele trei faze statorice, în modelul d-q, se înlocuiesc cu două faze fictive "d" și "q" perpendiculare între ele. Comportarea modelului și a mașinii reale este identică din punct de vedere energetic.

Analog se procedează și în rotor unde înfășurarea reală în scurtcircuit se va înlocui cu cele două înfășurări "D" și "Q" plasate în axele "d" respectiv "q" și sunt în scurtcircuit.

Parametrii caracteristici pentru mașina asincronă sunt următorii:

- L_d -inductanța proprie longitudinală a înfășurării statorice după axa "d":

$$L_d = 3/2 L_{11} + L_{1\sigma} \quad (4.1)$$

unde L_{11} -inductanța proprie a fazei statorice a mașinii reale

$L_{1\sigma}$ -inductanța de dispersie pe fază a mașinii reale

- L_q -inductanța proprie transversală a înfășurării statorice după axa q

Din motive de simetrie se poate scrie $L_d = L_q = L_1$.

- L_D - inductanța proprie longitudinală a înfășurării rotorice D

$$L_D = 3/2 L_{22} + L_{2\sigma} \quad (4.2)$$

unde : L_{22} inductanța proprie a fazei rotorice la mașina reală

$L_{2\sigma}$ inductanța de dispersie a fazei rotorice la mașina reală

- L_Q -inductanța proprie transversală a înfășurării rotorice Q. Din motive de simetrie se poate scrie

$$L_Q = L_D = L_2 \quad (4.3)$$

- M -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică d și cea rotorică D corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație. Din motive de simetrie această inductanță mutuală este aceeași și pentru axa q-Q și are valoarea

$$M = 3/2 L_u \quad (4.4)$$

Acești parametri pot fi determinați -după cum va rezulta – prin probe specifice descrise în continuare.

4.1. Probele pentru determinarea parametrilor înfășurărilor M.A.

Se au în vedere două probe : - proba în scurtcircuit ,
- proba de stingere a curentului.

4.1.1. Proba în scurtcircuit și alimentarea unei singure faze statorice.

Rotorul fiind blocat se alimentează faza A-figura 4.2.

Alimentarea fazei statorice se face cu tensiune redusă , aproximativ 5-10% U_N ,din motive de încălzire. În acest fel nu se va depăși curentul nominal prin înfășurarea mașinii, mai ales că nefiind ventilație ,la curenți mari ,se poate depăși temperatura admisibilă.

Se determină prin această probă o rezistență și o reactanță echivalentă a circuitului.

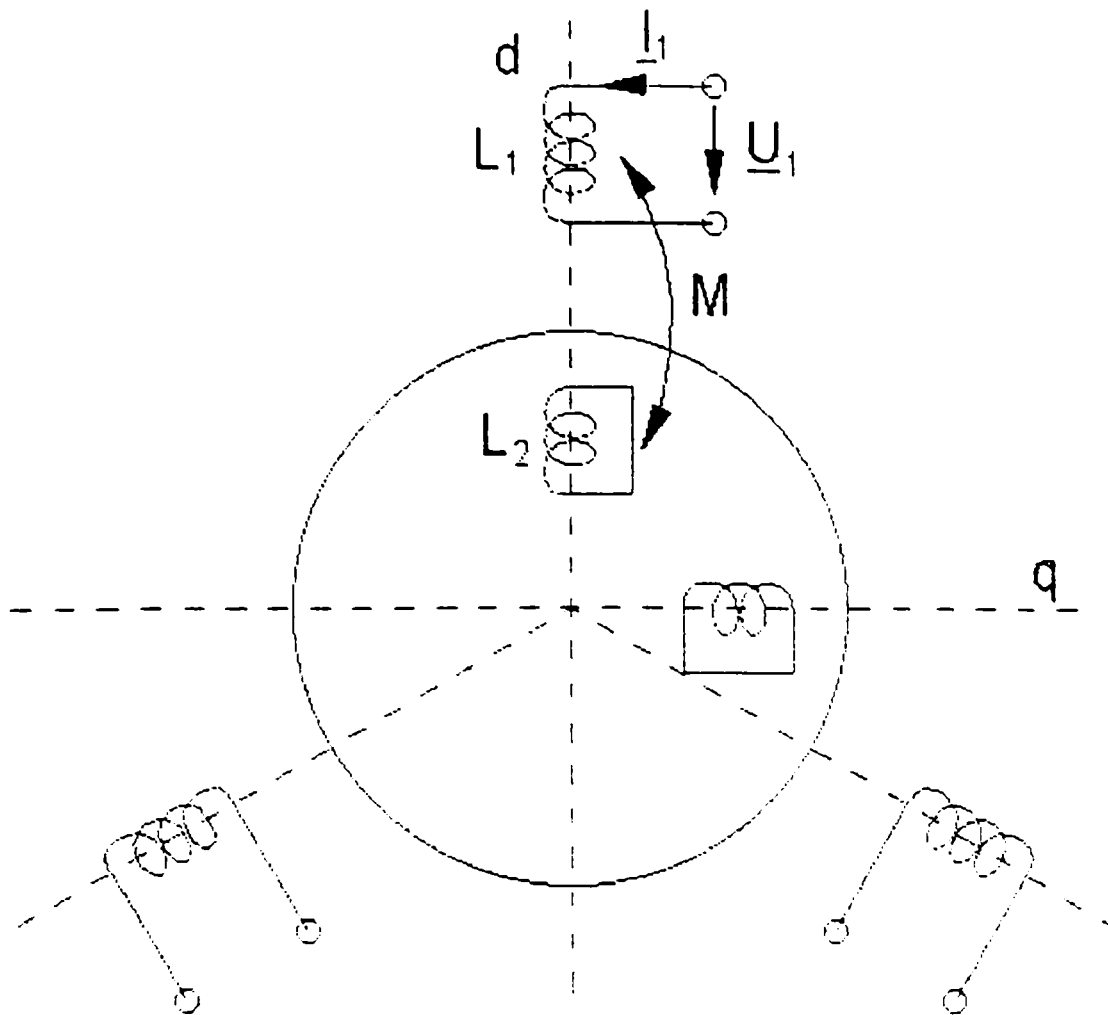


Figura 4.2 Proba în scurtcircuit

Schema electrică la cele două înfășurări cuplate magnetic este dată în figura 4.3

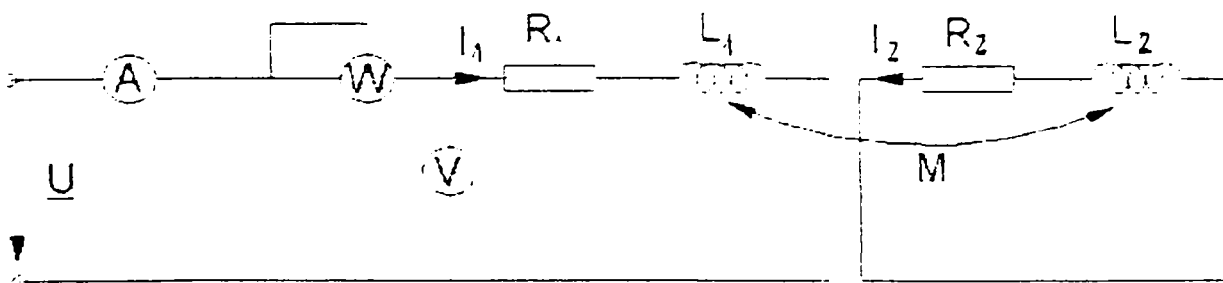


Figura 4.3 Schema electrică de calcul la mașina asincronă în scurtcircuit

Relațiile de calcul ce se pot scrie pentru cele două circuite 1 și 2 sunt :

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{I}_1(R_1 - j\omega L_1) - j\omega M \underline{I}_2 \\ 0 = (R_2 - j\omega L_2)\underline{I}_2 - j\omega M \underline{I}_1 \end{cases} \quad (4.5), (4.6)$$

Se obține din rezolvarea celor două ecuații impedanța echivalentă a circuitului.

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \left[R_1 + j\omega L_1 + \frac{\omega^2 M^2}{R_2 + j\omega L_2} \right] = \underline{I}_1 \left[R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j \left(\omega L_1 - \frac{\omega^3 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \right) \right] \quad (4.7)$$

cu rezistența echivalentă:

$$R_e = R_1 + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} = \frac{P}{I^2} \quad (4.8)$$

și reactanța echivalentă :

$$X_e = \omega L_1 - \frac{\omega^3 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} = \frac{Q}{I^2} \quad (4.9)$$

unde :-P,Q sunt puterile active ,respectiv reactive măsurate la bornele circuitului.

4.1.2.Proba de stingere a curentului în înfășurarea la care se determină parametrii.

Inductanța L_1 se determină dintr-o probă de stingere a curentului în circuitul 1, în sensul următor:

-ecuația tensiunilor la $U_1=0$ este

$$0 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} - M \frac{di_2}{dt} \quad (4.10)$$

Se integrează această relație și se obține:

$$0 = R_1 \int_0^{\infty} i_1(t) dt + L_1 i_1 \Big|_0^{\infty} - M i_2 \Big|_0^{\infty} \quad (4.11)$$

și deoarece :

$$i_1 \Big|_0^{\infty} = 0 - I_0 \quad (4.12)$$

$$i_2 \Big|_0^{\infty} = 0 - 0 = 0$$

rezultă:

$$L_1 = \frac{R_1 \int_0^t i_1(t) dt}{I_0} \quad (4.13)$$

Rezistența R_1 se măsoară și deci ca și necunoscute în relațiile (4.8) și (4.9) sunt mărimile L_2, R_2, M .

Sistemul (4.8-4.9) este nedeterminat și oricâte încercări s-ar efectua (în regim sinusoidal sau tranzitoriu) nu rezultă în plus relații independente

de cele două amintite. Integrala $\int_0^t i_1(t) dt$ este tocmai aria hașurată (figura 4.4) obținută într-un regim tranzitoriu la stingere.

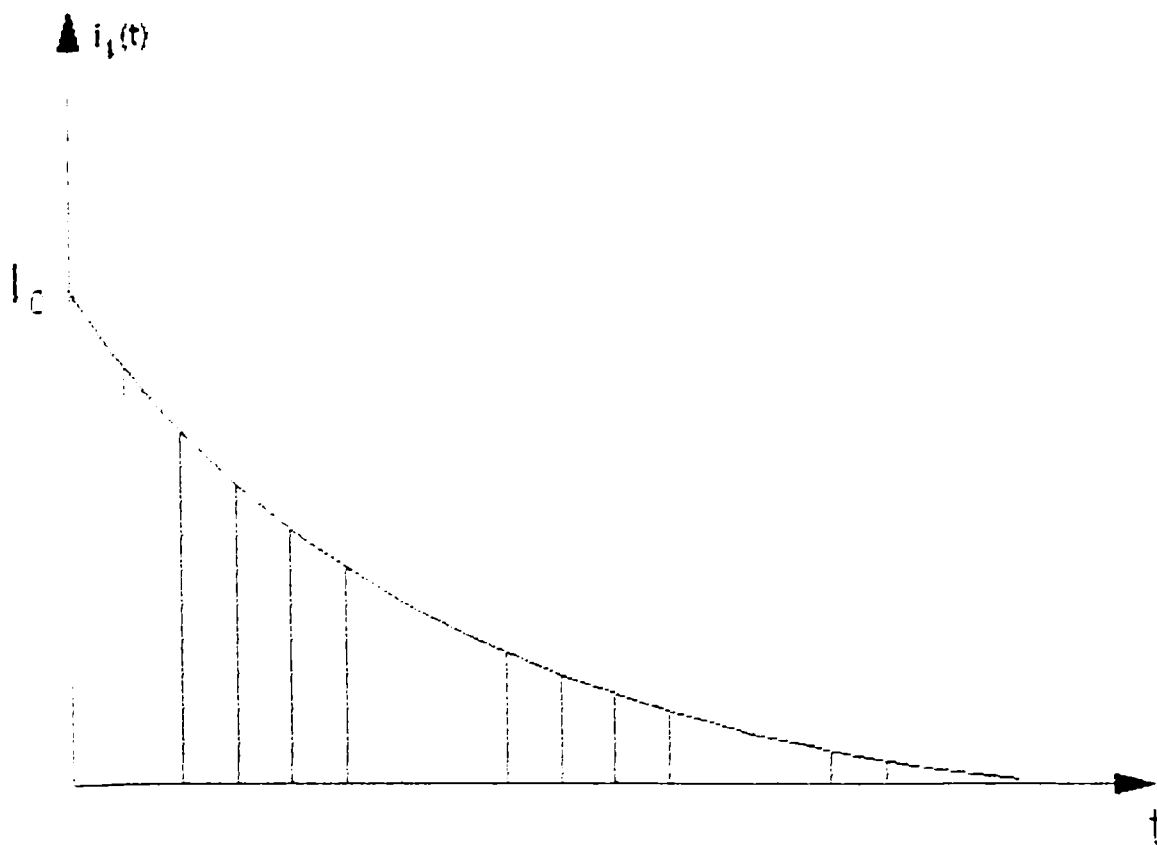


Figura 4.4. Stingerea curentului statoric.

Deoarece nefiind acces la înfășurarea secundarului nu se pune problema cunoașterii curentului I_2 și deci nici a mărimii $\int_0^t i_2(t) dt$. Inductanța L_2 trebuie calculată, deci, prin alte metode. Este posibil să se calculeze parametrii L_2, R_2 și

M și din parametrii reali ai mașinii asincrone și în alt mod, folosind legătura între reactanța de magnetizare X_m și inductanța mutuală M în sensul celor arătate în paragraful următor.

4.2 Legătura între reactanța de magnetizare X_m și inductanța mutuală M

Din legea inducției electromagnetice avem:

$$u_1 = R_1 i_1 + \frac{d\Psi}{dt} \quad (4.14)$$

cu $\Psi = \Psi_1 + \Psi_2$ (Ψ_1 - fluxul dat de curentul I_1 al primarului;
 Ψ_2 - fluxul dat de curentul I_2 al secundarului)

$$\Psi_1 = L_1 i_1 \quad (4.15)$$

$$\Psi_2 = M \cdot i_2 \quad (4.16)$$

rezultă :

$$u_1 = i_1 \cdot R_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} \quad (4.17)$$

care la o variație sinusoidală conduce la :

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 (R_1 + j\omega L_1) + j\omega I_2 M \quad (4.18)$$

Inductanța totală L_1 fiind suma dintre inductanța utilă și cea de dispersie:

$$L_1 = L_{1u} + L_{1\sigma} \quad (4.19)$$

Se obține expresia :

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1 + \underline{I}_1 \cdot j\omega L_{1u} + j\omega I_2 \cdot M \quad (4.20)$$

Din teoria mașinii asincrone se poate scrie relația :

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1 - \underline{U}_{e1} = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1 + j \cdot X_m \left(\underline{I}_1 - \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{K_{b2}}{K_{b1}} \cdot \underline{I}_2 \right) = \underline{I}_1 \cdot \underline{Z}_1 + \underline{I}_1 \cdot j\omega L_{1u} - \\ - jX_m \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{K_{b2}}{K_{b1}} \cdot \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (4.21)$$

Prin identificarea relațiilor de mai sus se obține inductanța mutuală :

$$M = \frac{X_m}{\omega} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{K_{b2}}{K_{b1}} \quad (4.22)$$

Observația 1.

Relația de calcul a lui M se simplifică printr-o reducere la primar a secundarului în sensul că pentru curentul redus $I_2' = I_2 / \left(\frac{N_1}{N_2} \cdot \frac{K_{b1}}{K_{b2}} \right)$, inductanța mutuală dintre primar și secundar redusă la primar este $M' = X_m / \omega$ (4.23)

Observația 2.

Reactanța de magnetizare X_m se calculează relativ ușor folosind rezultatele din [V2]:

$$X_m = \sqrt{U_N^2 - (I_{10} \cdot R_1)^2} / I_{10} - X_1 \quad (4.24)$$

unde: U_N -tensiunea nominală la bornele înfășurării primarului;
 I_{10} -curentul la funcționarea în gol la tensiunea U_N ;
 X_1 -reactanța de dispersie a primarului calculată cu relația

$$X_1 = \frac{U_N - U_{st} - I_{1N} \cdot R_1 \cdot \cos \varphi_N}{I_{1N} \cdot \sin \varphi_N} \quad (4.25)$$

$$U_{st} = (0.85 - 0.08 \cdot p / \sqrt{P_N}) U_N \quad (4.26)$$

P_N -puterea nominală (pentru motorul asincron);
 p -numărul perechilor de poli ($n_1 = f/p$);
 $\cos \varphi_N$ -factorul de putere nominal;

$$R_2 = \frac{M_N \cdot s_N \cdot \Omega_1}{3 \cdot I_{2N}^2} \quad (4.27)$$

$$I_{2N} = 1.32 \cdot P_N / [3 \cdot U_{st} (1 - s_N)] \quad (4.28)$$

Observația 3

Între inductanțele modelului (L_1, L_2 și M) și cele ale mașinii reale ($L_{11}, L_{1\sigma}, L_{22}, L_{2\sigma}, M_{12}$) există relațiile de legătură [B5]:

$$L_1 = 3/2 L_{11} + L_1 \sigma \quad (4.29)$$

$$L_2 = 3/2 L_{22} + L_2 \sigma \quad (4.30)$$

$$M = 3/2 M_{12} \quad (4.31)$$

Firmele constructoare de mașini asincrone , dau prin datele de catalog informații suficiente pentru determinarea parametrilor ce intervin în modelul d-q.

Așa cum s-a văzut în cele prezentate anterior , pe baza acestor date de catalog , mașina asincronă , care pe nave funcționează în regim de motor , este perfect determinată în procesul de modelare.

Problemele dificile apar la mașina sincronă care pe nave funcționează în regim de generator. Datele de catalog la acest tip de mașină sunt insuficiente pentru a deduce din ele parametrii modelului.

Este necesar ca generatoarele sincrone ce echipază navele fluviale să fie supuse unor teste suplimentare. Aceste teste se fac cu mașina în repaus așa cum se va vedea la capitolul următor.

Cap. 5. Stabilirea relațiilor definitorii a parametrilor M.S.

Mașina electrică sincronă în regim de generator este astăzi principala sursă de energie electrică produsă în centrale hidroelectrice și termoelectrice și de asemenea pe navele fluviale.

Datorită prezenței excitației în rotor, alimentată separat în curent continuu, generatorul sincron poate furniza simultan putere electrică activă și reactivă. Principalele caracteristici ale mașinii sincrone constau în dependența rigidă dintre turație și frecvența de alimentare și posibilitatea furnizării de putere reactivă prin supraexcitare.

Mașinile sincrone pe navele fluviale funcționează în regim de generator și sunt realizate cu partea inductoare (excitația în c.c) plasată în rotor în timp ce statorul este prevăzut cu o înfășurare trifazată.

Pe rotor se dispune și o înfășurare formată din bare scurtcircuitate plasate în creștături pe tălpile polare. Această înfășurare poartă denumirea uzuală de "colivie de amortizare" la generator și respectiv "colivie de pornire" la motor.

Mașina sincronă reală are deci o înfășurare trifazată în stator și două înfășurări în rotor:

- înfășurare de excitație alimentată în c.c (E);

- înfășurare de amortizare. Efectul înfășurării de amortizare poate fi echivalat cu cel pe care îl dau două înfășurări fictive D și Q, plasate în axa d, respectiv axa q.

Parametrii caracteristici pentru mașina sincronă sunt următorii:

- L_d - inductanța proprie longitudinală a înfășurării statorice după axa d;

$$L_d = \frac{3}{2} L_u K_d + L_s \sigma$$

- L_q - inductanța proprie transversală a înfășurării statorice după axa q;

$$L_q = \frac{3}{2} L_u K_q + L_s \sigma$$

- L_E - inductanța proprie a înfășurării de excitație ;

- L_D - inductanța proprie a înfășurării de amortizare corespunzătoare axei longitudinale (d);

- L_Q - inductanța proprie a înfășurării de amortizare corespunzătoare axei transversale (q);

- M_{dE} - inductanța mutuală (de cuplaj) dintre înfășurarea statorică "d" și cea rotorică "E" corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;

- M_{qE} - inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică "q" și cea rotorică "E" corespunzătoare tensiunii induse prin rotație;

- M_{dD} - inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică "d" și cea rotorică "D", corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;

- M_{dQ} - inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică "d" și cea rotorică "Q", corespunzătoare tensiunii induse prin rotație;

- M_{dD} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică "d" și cea rotorică "D", corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;
- M_{dQ} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică "d" și cea rotorică "Q", corespunzătoare tensiunii induse prin rotație;

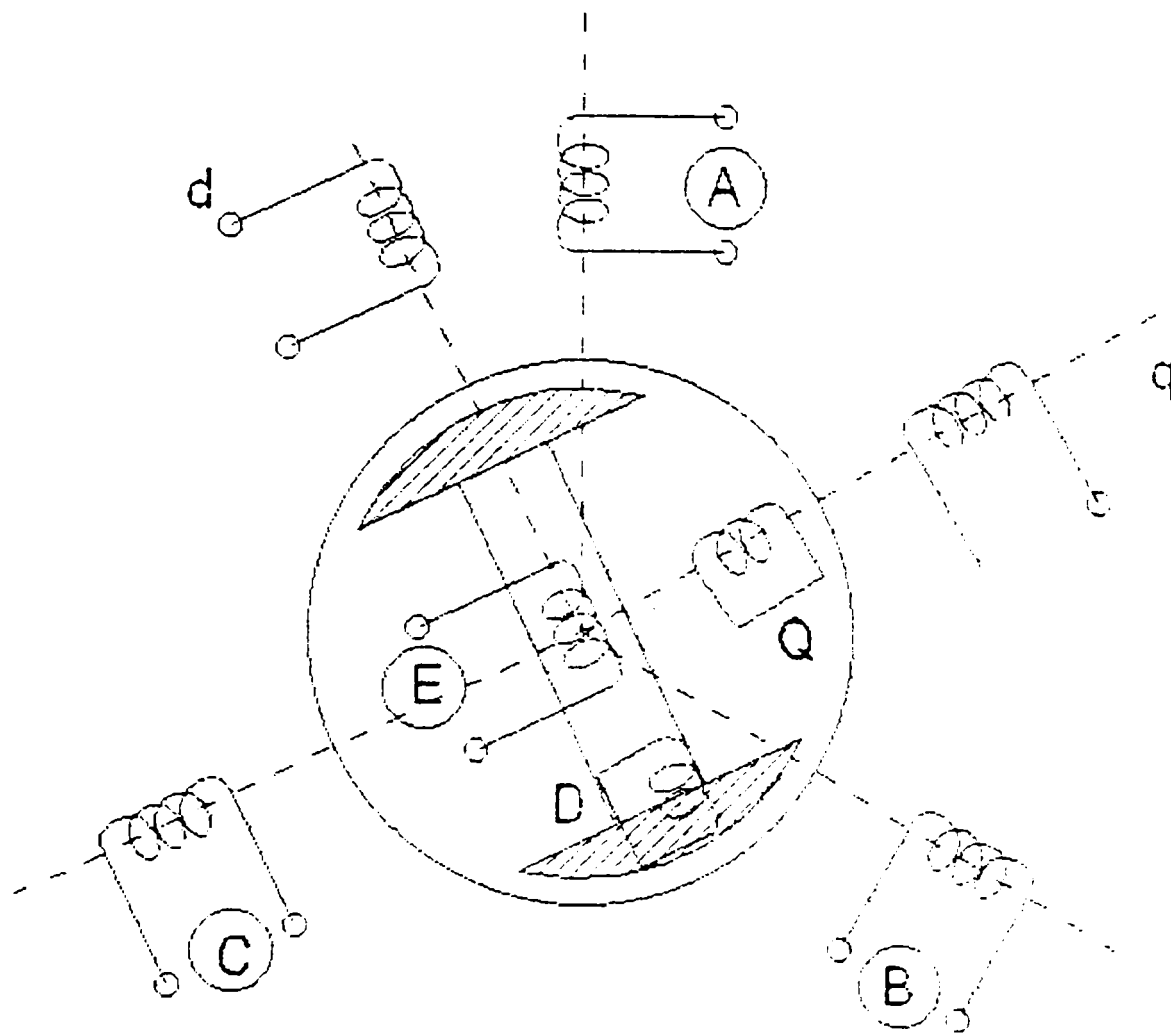


Figura 5.1. Mașina sincronă reală.

- M_{qD} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică "q" și cea rotorică "D" corespunzătoare tensiunii induse prin rotație;
- M_{qQ} -inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică "q" și cea rotorică "Q", corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;
- M_{ED} - inductanța mutuală dintre înfășurarea de excitație "E" și cea de amortizare "D" corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație;
- $R_d, R_q; R_E, R_D, R_Q$ -rezistențele înfășurărilor "d", "q", "E", "D", "Q"

Observatie:

Așa cum se demonstrează în paragraful [5.8.] între inductanțele de cuplaj corespunzătoare tensiunilor induse prin pulsație și cele corespunzătoare tensiunilor induse prin rotație există legătura:

$$M_{dQ} = M_{qQ}; M_{qE} = M_{dE}; M_{qD} = M_{dD}$$

Rotorul fiind blocat cu axa polară în axa fazei "A" se fac trei tipuri de încercări.

5.1. Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "B"

Schema electrică în această poziție a rotorului este dată, pentru unghiul $\alpha = 60^\circ$, în următoarea figură:

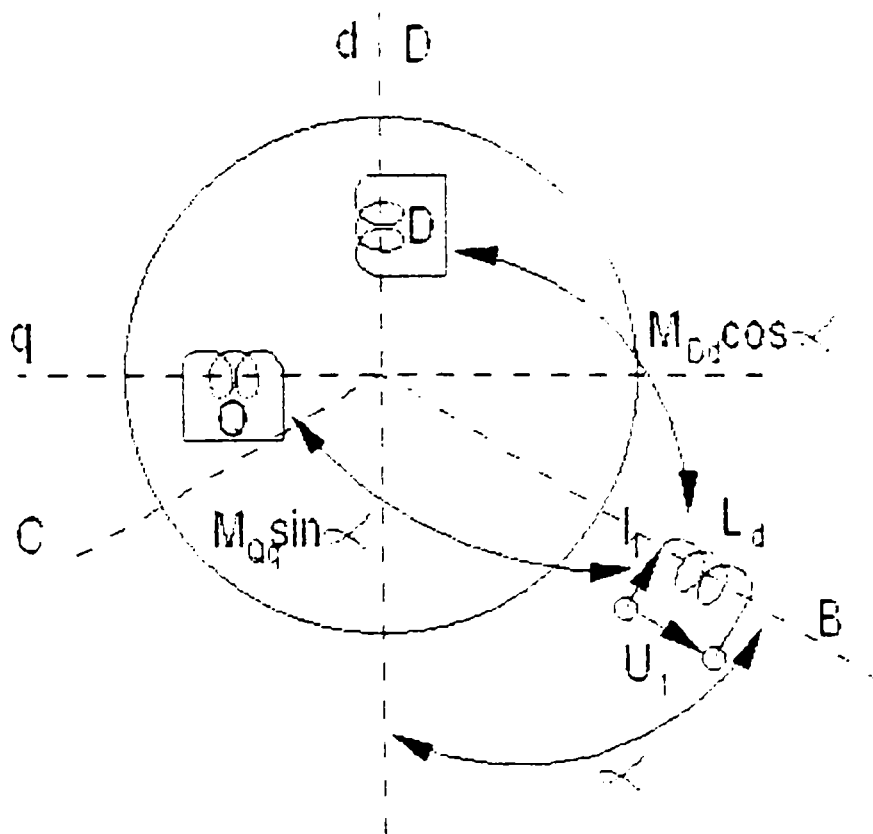


Figura 5.2. Rotorul în axa fazei "A" și se alimentează faza "B"

Inductivitățile de cuplaj între stator și rotor vor avea valorile :

-stator -înfășurarea rotorică D:

$$M_{Dd} \cos \alpha = M_{Dd}/2 \quad (5.1)$$

-stator -înfășurarea rotorică Q:

$$M_{Qd} = M_{Qs} \sin \alpha = M_{Qs} \sqrt{3}/2 \quad (5.2)$$

unde M_{Qs} - inductivitatea de cuplaj între înfășurarea rotorică Q și o înfășurare statorică ,cele două înfășurări fiind coaxiale.

Schema electrică operațională LAPLACE le cele trei înfășurări cuplate magnetic este dată în figura 5.3:

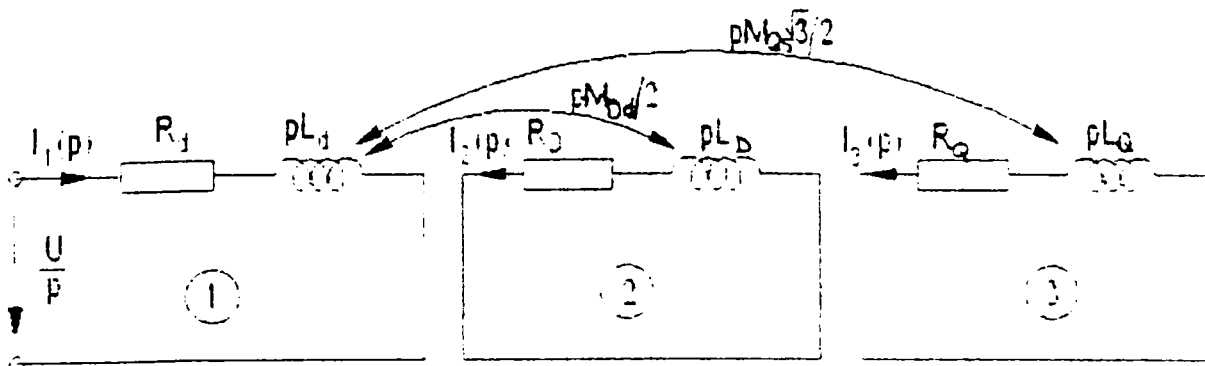


Figura 5.3 Schema electrică operațională LAPLACE pentru $\alpha=60^\circ$

Ecuatiile pentru cele trei circuite ,având în vedere transformata LAPLACE ,la un semnal dreptunghiular U aplicat înfășurării 1,se scriu sub forma

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{U}{p} = I_1(R_d + pL_d) - I_2 \cdot p \cdot M_{Dd}/2 - I_3 \cdot p \cdot M_{DQ}\sqrt{3}/2 \end{array} \right. \quad (5.3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = I_2(R_d + p \cdot L_d) + I_1 \cdot p \cdot M_{Dd}/2 \end{array} \right. \quad (5.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = I_3(R_Q + p \cdot L_Q) + I_1 \cdot p \cdot M_{DQ}\sqrt{3}/2 \end{array} \right. \quad (5.5)$$

Din cele trei relații se obțin imaginile LAPLACE ale curenților I_1, I_2, I_3 :

$$I_{1(p)} = \frac{U(R_D + pL_D)(R_Q + pL_Q)}{p[(R_d + pL_d)(R_D + pL_D)(R_Q + pL_Q) - p^2(M_{Dd}/2)^2(R_Q + pL_Q)] - \frac{1}{-p^2(M_{Qs}\sqrt{3}/2)^2(R_D + pL_D)}} \quad (5.6)$$

$$I_{2(p)} = -\frac{U(R_Q + pL_Q) \cdot M_{Dd}/2}{[(R_d + pL_d)(R_D + pL_D)(R_Q + pL_Q) - p^2(M_{Dd}/2)^2(R_Q + pL_Q)] - \frac{1}{-p^2(M_{Qs}\sqrt{3}/2)^2(R_D + pL_D)}} \quad (5.7)$$

$$I_{3(p)} = -\frac{U(R_D + pL_D) \cdot M_{Qs}\sqrt{3}/2}{[(R_d + pL_d)(R_D + pL_D)(R_Q + pL_Q) - p^2(M_{Dd}/2)^2(R_Q + pL_Q)] - \frac{1}{-p^2(M_{Qs}\sqrt{3}/2)^2(R_D + pL_D)}} \quad (5.8)$$

Deoarece curentul I_1 este posibil a fi înregistrat în timp se calculează funcția sa original pentru a obține astfel relații de legătură între parametrii din schemă. Numitorul expresiei (5.6) este o funcție de gradul 4 în p .

Zerourile acestei funcții se calculează în continuare:

$$p[p_3[L_D L_d L_Q - L_Q (M_{Dd}/2)^2 - L_D (M_{Qs}\sqrt{3}/2)^2] - p_2[(M_{Dd}/2)^2 R_Q + (M_{Qs}\sqrt{3}/2)^2 R_D - R_Q L_D L_d - R_d L_D L_Q - R_D L_d L_Q] + p(L_d R_D R_Q + L_D R_d R_Q + L_Q R_d R_D) + R_d R_D R_Q] = 0 \quad (5.9)$$

$$\text{Soluția } p_1 = 0 \quad (5.10)$$

este evidentă.

Soluțiile p_2, p_3, p_4 se obțin din rezolvarea ecuației de gradul trei care ,având coeficienți necunoscuți ,este dificilă a fi rezolvată.

$$p^3 [L_D L_Q L_d - L_Q (M_{Dd}/2)^2 - L_D (M_{Qs} \sqrt{3}/2)^2] - p^2 [(M_{Dd}/2)^2 R_Q + (M_{Qs} \sqrt{3}/2)^2 R_D - R_Q L_d L_D - R_D L_d L_Q - R_d L_D L_Q] + p (L_d R_D R_Q + L_D R_d R_Q + L_Q R_d R_D) + R_d R_D R_Q = 0 \quad (5.11.)$$

În mod cert toate cele trei soluții vor fi reale deoarece circuitele analizate, fiind formate numai din bobine și rezistențe, curentul $i_1(t)$ va fi o sumă de exponențiale așa cum rezultă din cele de mai jos.

Curentul $I_1(p)$, folosind relația (5.6) se poate pune sub forma:

$$I_{1(p)} = \frac{A}{p} + \frac{B}{p-p_2} + \frac{C}{p-p_3} + \frac{D}{p-p_4} \quad (5.12)$$

și astfel variația în timp, folosind originalele funcțiilor LAPLACE de mai sus, pentru $I_1(t)$ este următoarea :

$$i_1(t) = A - B \cdot e^{p_2 t} - C \cdot e^{p_3 t} - D \cdot e^{p_4 t} \quad (5.13)$$

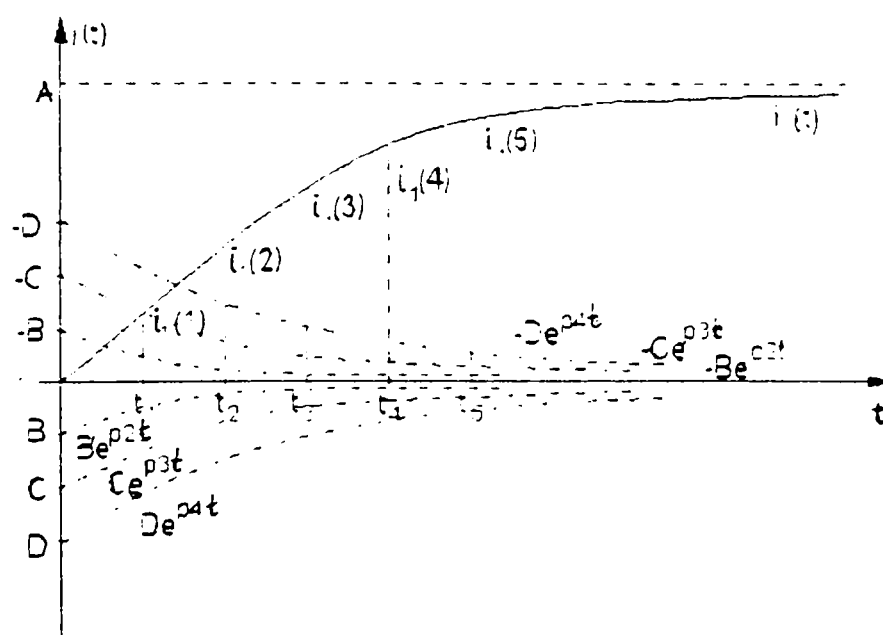


Figura 5.4 Variația curentului statoric la aplicarea unui semnal treaptă de tensiune.

Funcția $i_1(t)$ este univoc determinată pentru p_2, p_3, p_4, A, B, C dați. Deoarece la $t=0$, $i(0)=0$ constantele A, B, C, D verifică relația :

$$A+B+C+D=0 \quad (5.14)$$

Constanta A se obține pentru $t=\infty$ și deci este curentul I_0 :

$$A = I_0 = \frac{U}{R_1} \quad (5.15)$$

Mărimile p_2, p_3, p_4, B și C se determină măsurând la cinci momente de timp curentul $i(t)$. Timpii t_2, t_3, t_4 și t_5 , din motive de calcul, se aleg:

$$t_2=2t_1; \quad t_3=3t_1; \quad t_4=4t_1; \quad t_5=5t_1 \quad (5.16)$$

și astfel se obține sistemul:

$$\begin{cases} i_{1(1)} = A + B \cdot e^{p_2 t_1} + C \cdot e^{p_3 t_1} + D \cdot e^{p_4 t_1} \\ i_{1(2)} = A + B \cdot e^{p_2 t_2} + C \cdot e^{p_3 t_2} + D \cdot e^{p_4 t_2} \\ i_{1(3)} = A + B \cdot e^{p_2 t_3} + C \cdot e^{p_3 t_3} + D \cdot e^{p_4 t_3} \\ i_{1(4)} = A + B \cdot e^{p_2 t_4} + C \cdot e^{p_3 t_4} + D \cdot e^{p_4 t_4} \\ i_{1(5)} = A + B \cdot e^{p_2 t_5} + C \cdot e^{p_3 t_5} + D \cdot e^{p_4 t_5} \end{cases} \quad (5.17)$$

Cu notațiile următoare:

$$\begin{aligned} e^{p_2 t_1} = x \quad ; \quad e^{p_2 t_2} = e^{p_2 (2t_1)} = x^2 \quad ; \quad e^{p_2 t_3} = x^3 \quad ; \\ e^{p_2 t_4} = x^4 \quad ; \quad e^{p_2 t_5} = x^5 \quad ; \end{aligned} \quad (5.18)$$

și

$$\begin{aligned} e^{p_3 t_1} = y \quad ; \quad e^{p_3 t_2} = y^2 \quad ; \quad e^{p_3 t_3} = y^3 \quad ; \quad e^{p_3 t_4} = y^4 \quad ; \quad e^{p_3 t_5} = y^5 \\ e^{p_4 t_1} = z \quad ; \quad e^{p_4 t_2} = z^2 \quad ; \quad e^{p_4 t_3} = z^3 \quad ; \quad e^{p_4 t_4} = z^4 \quad ; \quad e^{p_4 t_5} = z^5 \end{aligned} \quad (5.19), (5.20)$$

Sistemul devine sub forma următoare:

$$\begin{cases} i_{1(1)} = A + B \cdot x + C \cdot y + D \cdot z \\ i_{1(2)} = A + B \cdot x^2 + C \cdot y^2 + D \cdot z^2 \\ i_{1(3)} = A + B \cdot x^3 + C \cdot y^3 + D \cdot z^3 \\ i_{1(4)} = A + B \cdot x^4 + C \cdot y^4 + D \cdot z^4 \\ i_{1(5)} = A + B \cdot x^5 + C \cdot y^5 + D \cdot z^5 \end{cases} \quad (5.21)$$

necunoscutele fiind :x,y,z,B,C.

Se pot,astfel,cunoaște mărimile p_2,p_3,p_4 care leagă între ei parametrii următori:
 $R_d,L_d,R_D,L_D,R_Q,L_Q,M_{Dd},M_{Qs}$.

Relații independente sunt însă numai două, așa cum s-a demonstrat în primul capitol. Aceste două relații independente se pot obține și dintr-o încercare în regim sinusoidal cu schema din figura 5.5.

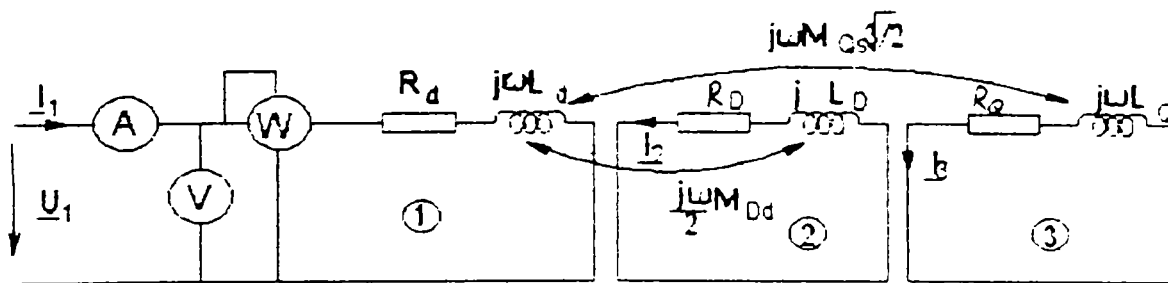


Figura 5.5 Schema electrică la alimentare sinusoidală.

Pentru cele trei circuite se pot scrie relațiile :

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{L}_1(R_d + j \cdot \omega \cdot L_d) - j \cdot \omega(M_{Dd}/2)\underline{L}_2 - j \cdot \omega(M_{Qs} \cdot \sqrt{3}/2)\underline{L}_3 \\ 0 = (R_D + j \cdot \omega \cdot L_D)\underline{L}_2 - j \cdot \omega(M_{Dd}/2)\underline{L}_1 \\ 0 = (R_Q + j \cdot \omega \cdot L_Q)\underline{L}_3 - j \cdot \omega(M_{Qs} \cdot \sqrt{3}/2)\underline{L}_1 \end{cases} \quad (5.22), (5.23), (5.24)$$

Din acest sistem rezultă curenții:

$$\underline{L}_2 = \frac{j \cdot \omega(M_{Dd} / 2)\underline{L}_1}{R_D + j \cdot \omega \cdot L_D} \quad (5.25)$$

$$\underline{L}_3 = \frac{j \cdot \omega \cdot (M_{Qs} \cdot \sqrt{3} / 2)\underline{L}_1}{R_Q + j \cdot \omega \cdot L_Q} \quad (5.26)$$

Se obține astfel impedanța echivalentă a circuitului din următoarea relație :

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \left[R_d + j \cdot \omega \cdot L_d + \frac{\omega^2 (M_{Dd}/2)^2}{R_D + j \cdot \omega \cdot L_D} + \frac{\omega^2 (M_{Qs} \sqrt{3}/2)^2}{R_Q + j \cdot \omega \cdot L_Q} \right] = \underline{I}_1 \left[R_d + j \cdot \omega \cdot L_d + \frac{\omega^2 (M_{Dd}/2)^2 \cdot R_D - j \cdot \omega^3 (M_{Dd}/2)^2 \cdot L_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} + \frac{\omega^2 (M_{Qs} \sqrt{3}/2)^2 R_Q - j \cdot \omega^3 (M_{Qs} \sqrt{3}/2)^2 L_Q}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} \right] \quad (5.27)$$

sub forma:

$$\underline{Z}_e = R_e + j \cdot X_e$$

$$R_{e1} = R_d + \frac{\omega^2 (M_{Dd}/2)^2 R_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} + \frac{\omega^2 (M_{Qs} \sqrt{3}/2)^2 R_Q}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} - \frac{P_1}{I_{11}^2} \quad (5.28)$$

$$X_{e1} = \omega \cdot L_d - \frac{\omega^3 (M_{Dd}/2)^2 L_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} - \frac{\omega^3 (M_{Qs} \sqrt{3}/2)^2 L_Q}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} - \frac{Q_1}{I_{11}^2} \quad (5.29)$$

Rezistența R_d se măsoară și deci este cunoscută. Inductanța L_d se determină dintr-o probă de stingere în faza statorică, axa polară fiind coaxială cu axa fazei în care se face stingerea curentului:

$$L_d = \frac{R_s \int_0^{\infty} i_1(t) dt}{I_0} \quad (5.30)$$

Având în vedere simplitatea și mai ales aparatura clasică necesară acestei ultime metode, încercările pe navă se fac în regim sinusoidal cu ampermetre, voltmetre și watmetre de clasă de precizie 0,1.

5.2 Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "C"

Schema electrică în această poziție a rotorului este dată în figura 5.6.

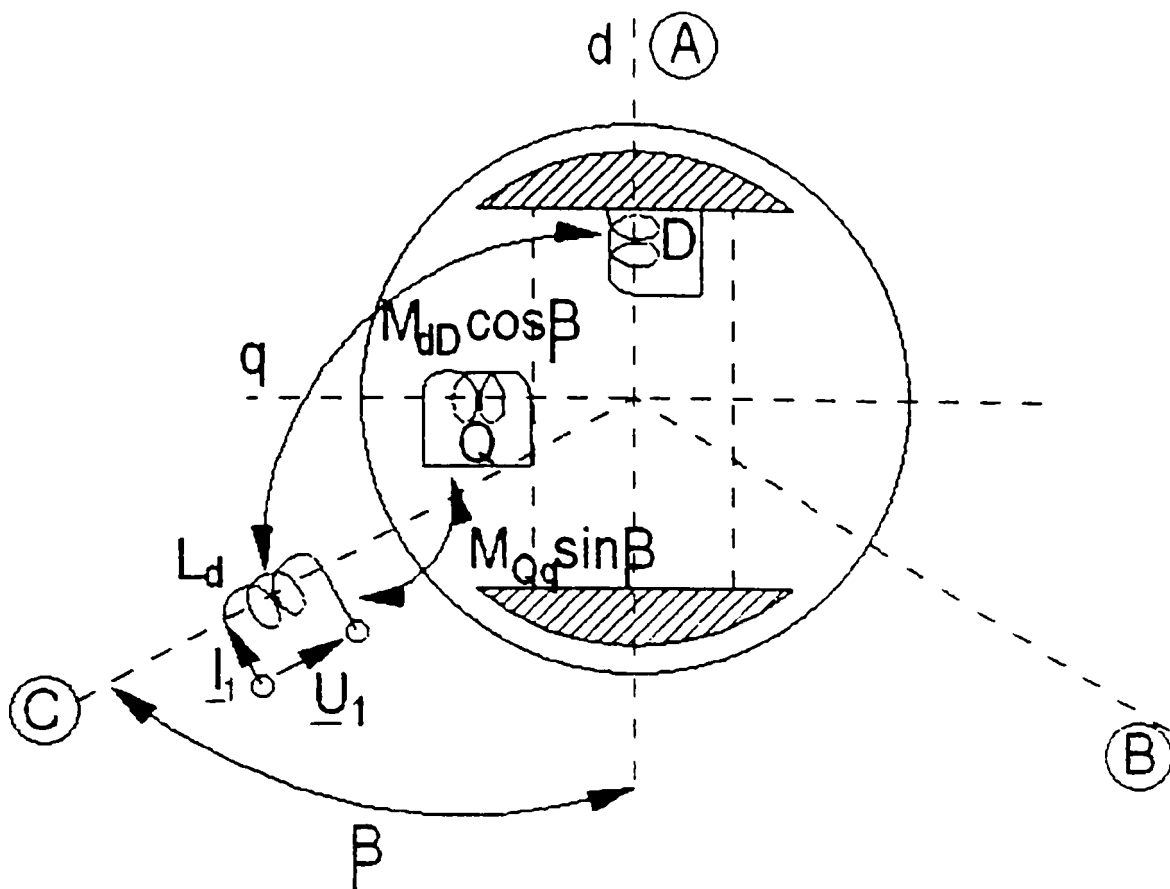


Figura 5.6. Este alimentată faza "C"

Relațiile obținute sunt identice cu cele de la cazul anterior deoarece inductanțele de cuplaj se scriu în același mod:

-cuplajul între faza statorică și înfășurarea de amortizare după axa D:

$$M_{Dd} \cos \beta = M_{Dd} \cos \alpha \quad (\text{deoarece } \alpha = \beta = 60^\circ) \quad (5.31)$$

-cuplajul între faza statorică și înfășurarea de amortizare după axa Q:

$$M_{Qq} \sin \beta = M_{Qq} \sin \alpha \quad (\alpha = \beta = 60^\circ) \quad (5.32)$$

Prin urmare această probă nu aduce elemente utile și deci se elimină din programul de încercări.

5.3 Axă fazei "A" este în axa polară și se alimentează fazele "B" și "C" în serie

Se folosește o schemă electrică cu fazele "B" și "C" înseriate. (figura 5.7)

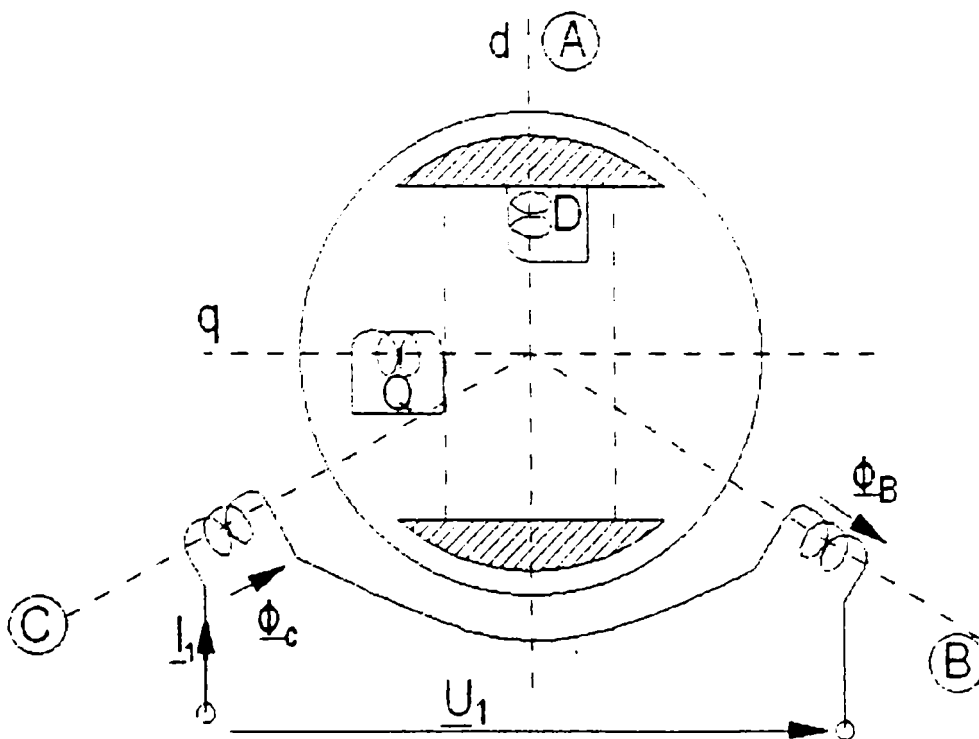
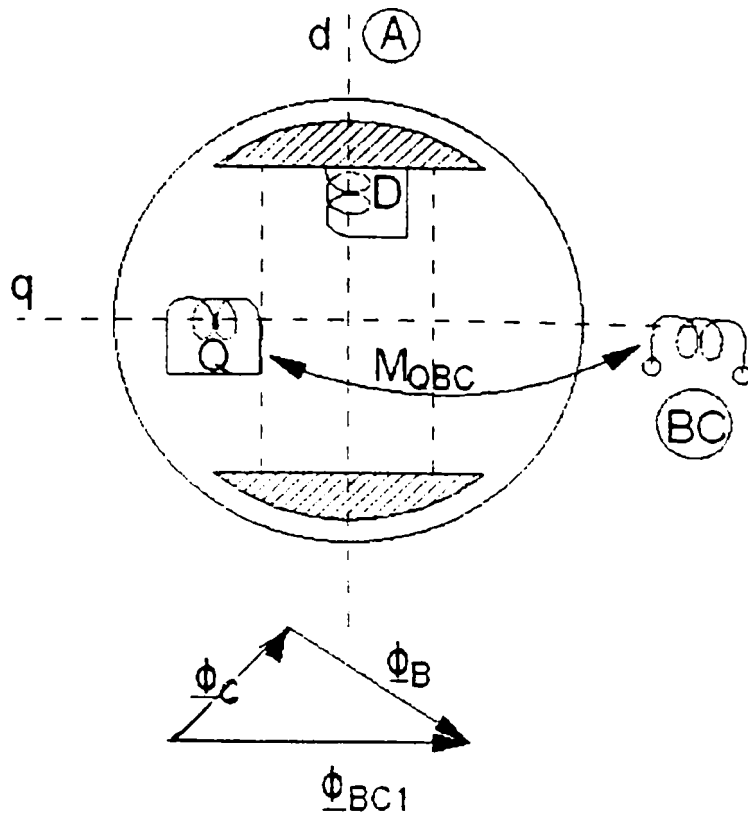


Figura 5.7 Fazele "B" și "C" sunt înseriate
 a) schema electrică echivalentă, b).schema de montaj.

Deoarece prin însumarea vectorială a fazorilor $\underline{\Phi}_b$ și $\underline{\Phi}_c$, rezultă fluxul rezultant după axa q având valoarea :

$$|\underline{\Phi}_{BC}| = |\underline{\Phi}_b + \underline{\Phi}_c| = \sqrt{3} \cdot \Phi \quad (5.33)$$

Se obțin pentru inductanța de cuplaj M_{QBC} , inductanța echivalentă L_{BC} și rezistența echivalentă R_{BC} următoarele valori:

$$M_{BC} = \sqrt{3} M_{qQ} \quad (5.34)$$

$$L_{BC} = \sqrt{3} L_q \quad (\text{deoarece câmpul se închide după axa } q) \quad (5.35)$$

$$R_{BC} = 2R_d \quad (5.36)$$

Schema electrică în această variantă este cea din figura 5.8:

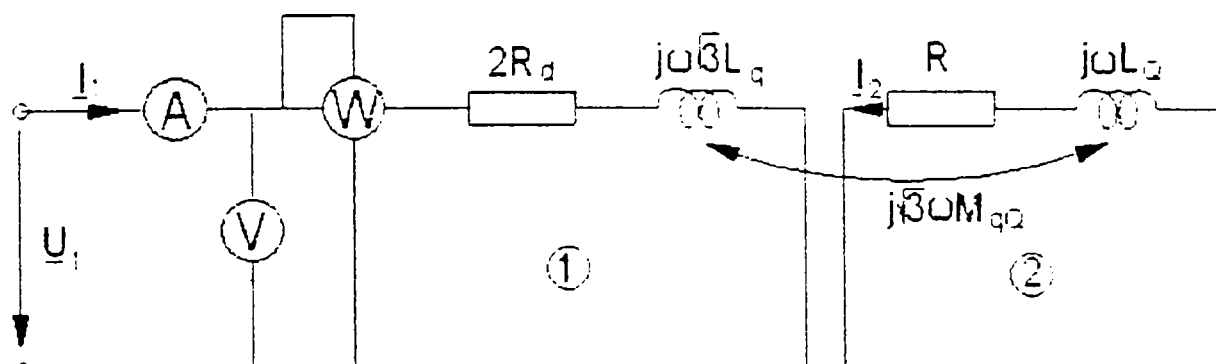


Figura 5.8 Schema electrică de calcul.

Pentru cele două circuite se pot scrie următoarele relații:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = I_1 (2R_d + j\omega\sqrt{3}L_q) - j\omega\sqrt{3}M_{qQ} I_2 \\ 0 = (R + j\omega L_q) I_2 - j\omega\sqrt{3}M_{qQ} I_1 \end{cases} \quad (5.37), (5.38)$$

obținându-se impedanța echivalentă a circuitului:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \left(2R_d + j\omega\sqrt{3}L_q + \frac{\omega^3 3M_{qQ}^2}{R_Q + j\omega L_Q} \right) = \underline{I}_1 \left[2R_d + \frac{R_Q \omega^3 3M_{qQ}^2}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} + \right. \\ \left. + j \left(\omega\sqrt{3}L_q - \frac{3\omega^3 M_{qQ}^2 L_Q}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} \right) \right] \quad (5.39)$$

Rezistența echivalentă a circuitului este:

$$R_{e2} = 2R_d + \frac{3\omega^2 R_Q M_{qQ}^2}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} = \frac{P_2}{I_{12}^2} \quad (5.40)$$

iar reactanța echivalentă este data de relația :

$$X_{e2} = \sqrt{3}\omega L_q - \frac{3\omega^3 M_{qQ}^2 L_Q}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} = \frac{Q_2}{I_{12}^2} \quad (5.41)$$

Inductanța L_q se determină dintr-o probă de stingere a curentului într-o fază statorică care este perpendiculară pe axa polară:

$$L_q = \frac{R_s \int_0^{\infty} i_1(t) dt}{I_{s0}} \quad (5.42)$$

5.4 Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "A" cu circuitul de excitație întrerupt

În această situație , parametrii înfășurării de excitație nu intervin.

Proba are drept scop deducerea relațiilor de legătură care există între parametrii înfășurărilor după axa longitudinală : înfășurarea statorică d , înfășurarea de amortizare D .

Pierderile în fier sunt incluse în parametrii înfășurării de amortizare după axa d .

Schema de montaj este dată mai jos:

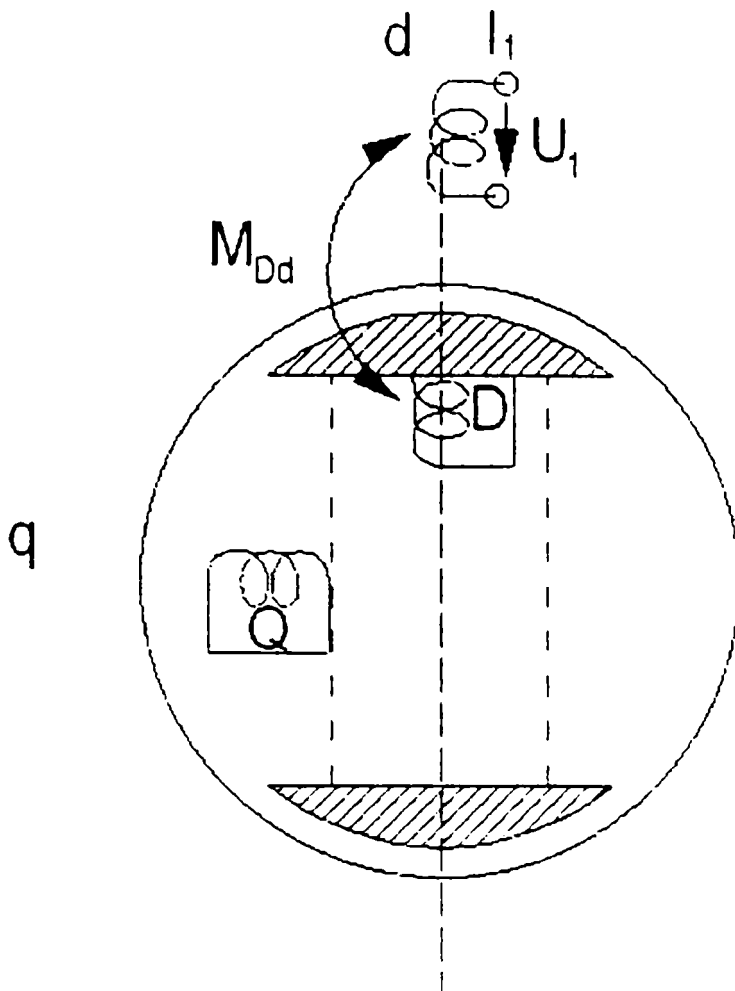


Figura 5.9 Schema la alimentarea fazei "A"

Schema electrică echivalentă este cea din figura 5.10.

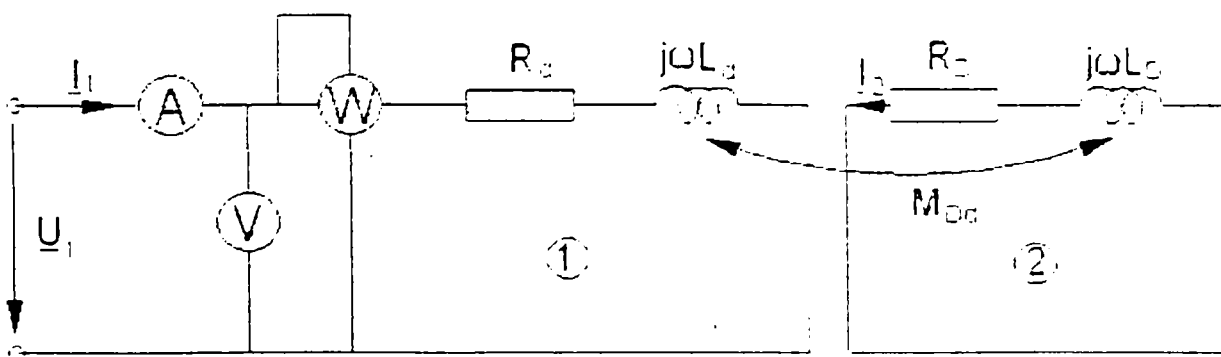


Figura 5.10. Schema electrică echivalentă de calcul.

În această variantă pentru cele două circuite 1 și 2 se pot scrie următoarele relații:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{I}_1 (\underline{R}_d + j\omega L_d) - j\omega M_{Dd} \underline{I}_2 \\ 0 = \underline{I}_2 (\underline{R}_D + j\omega L_D) - j\omega M_{Dd} \underline{I}_1 \end{cases} \quad (5.43), (5.44)$$

și se obține impedanța echivalentă :

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \left(\underline{R}_d + j\omega L_d + \frac{\omega^2 M_{Dd}^2}{\underline{R}_D + j\omega L_D} \right) = \underline{I}_1 \left[\underline{R}_d + \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 \underline{R}_D}{\underline{R}_D^2 + \omega^2 L_D^2} - j \left(\omega L_d - \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 L_D}{\underline{R}_D^2 + \omega^2 L_D^2} \right) \right] \quad (5.45)$$

Rezistența echivalentă a circuitului este:

$$\underline{R}_{e3} = \underline{R}_d + \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 \underline{R}_D}{\underline{R}_D^2 + \omega^2 L_D^2} = \frac{P_3}{I_{e3}^2} \quad (5.46)$$

iar reactanța are valoarea :

$$\underline{X}_{e3} = \omega L_d - \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 L_D}{\underline{R}_D^2 + \omega^2 L_D^2} = \frac{Q_3}{I_{e3}^2} \quad (5.47)$$

Corelând aceste ultime relații cu relațiile (5.28), (5.29) și (5.40), (5.41) se obține un sistem de șase ecuații cu șase necunoscute.

Cele șase relații din sistem:

$$(5.48), (5.49), (5.50), (5.51), (5.52), (5.53);$$

definesc necunoscutele :

$$\underline{R}_D, L_D, \underline{R}_Q, L_Q, M_{Dd}, M_{Qq};$$

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\omega^2 (M_{Dd}/2)^2 R_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} + \frac{\omega^2 (M_{Qq} \sqrt{3}/2)^2 R_Q}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} &= \frac{P_1}{I_{11}^2} - R_d = A \\ \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 R_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} &= \frac{P_3}{I_{13}^2} - R_d = B \\ \frac{3\omega^2 R_Q M_{Qq}^2}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} &= \frac{P_2}{I_{12}^2} - 2R_d = C \\ \frac{\omega^3 (M_{Dd}/2)^2 L_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} - \frac{\omega^3 (M_{Qq} \sqrt{3}/2)^2 L_Q}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} &= -\frac{Q_1}{I_{11}^2} - \omega L_d = D \\ \frac{3\omega^3 M_{Qq}^2 L_D}{R_Q^2 + \omega^2 L_Q^2} &= \sqrt{3}\omega L_q - \frac{Q_2}{I_{12}^2} = E \\ \frac{\omega^3 M_{Dd}^2 L_D}{R_D^2 - \omega^2 L_D^2} &= \omega L_D - \frac{Q_3}{I_{13}^2} = F \end{aligned} \right.$$

$$(5.48), (5.49), (5.50), (5.51), (5.52), (5.53)$$

Din ecuațiile (5.53) și (5.49) se obține :

$$\frac{\omega L_D}{R_D} = \frac{F}{B} \quad (5.54)$$

și din ecuațiile (5.50) și (5.52) rezultă:

$$) \quad \frac{\omega L_Q}{R_Q} = \frac{E}{C} \quad (5.55)$$

Folosind aceste ultime relații, ecuațiile (5.48) și (5.51) devin :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\omega^2 (M_{Dd}/2)^2}{R_D [1 + (F/B)^2]} + \frac{\omega^2 (M_{Qq} \sqrt{3}/2)^2}{R_Q [1 + (E/C)^2]} &= A \\ \frac{\omega (M_{Dd}/2)^2}{L_D [1 + (B/F)^2]} + \frac{\omega (M_{Qq} \sqrt{3}/2)^2}{L_Q [1 + (C/E)^2]} &= D \end{aligned} \right. \quad (5.56), (5.57)$$

sau:

$$(B/4) + (C/4) = A \quad (5.58)$$

$$(F/4)+(E/4)=D \quad (5.59)$$

ceea ce demonstrează faptul că din cele 6 ecuații ale sistemului doar patru ecuații sunt independente.

5.5 Axa fazei "A" este în axa polară și se alimentează faza "A" cu circuitul de excitație în scurtcircuit

Proba are drept scop determinarea parametrilor din model, după axa d. Se folosesc pentru aceasta și parametrii excitației L_E și R_E , deduși anterior (R_E – prin măsurare directă, L_E – printr-o probă de stingere a curentului).

Se fac măsurători în faza "A" și în înfășurarea rotorică a excitației. Schema de montaj este dată în figura de mai jos și poziția rotorului se vede în figura 5.11.

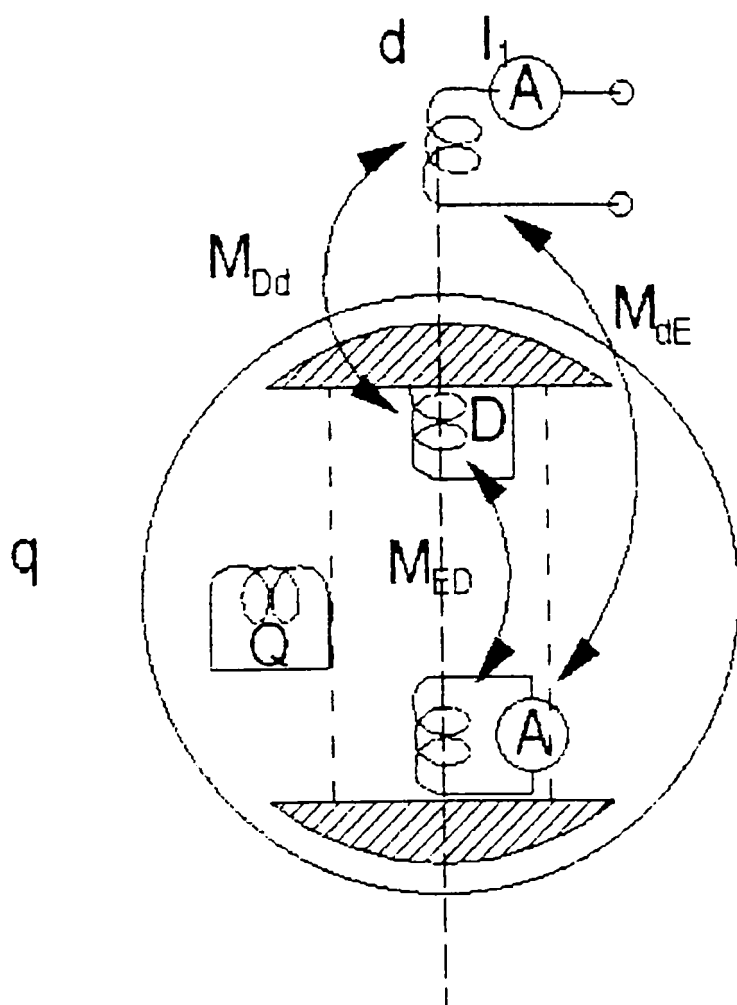


Figura 5.11. Schema de măsurători în faza "A" și excitație.

În figura 5.12 se observă inductanțele de cuplaj M și inductanțele proprii L .

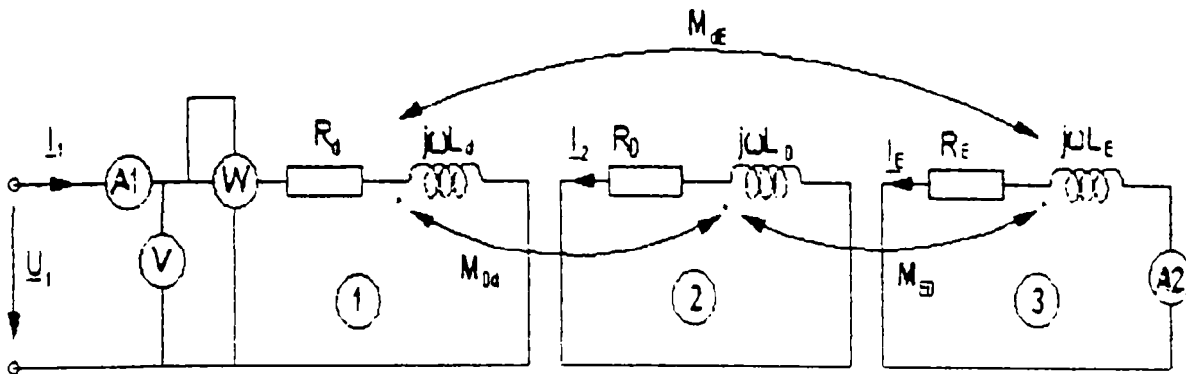


Figura 5.12. Schema electrică de calcul.

Pentru circuitele 1,2 și 3 se pot scrie ecuațiile :

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = \underline{I}_1(R_d + j\omega L_d) - j\omega M_{Dd} \underline{I}_2 - j\omega M_{dE} \underline{I}_E \\ 0 = (R_D + j\omega L_D) \underline{I}_2 - j\omega M_{ED} \underline{I}_E - j\omega M_{Dd} \underline{I}_1 \\ 0 = (R_E + j\omega L_E) \underline{I}_E + j\omega M_{ED} \underline{I}_2 - j\omega M_{dE} \underline{I}_1 \end{cases} \quad (5.60), (5.61), (5.62)$$

și se obțin curenții \underline{I}_2 și \underline{I}_E în funcție de curentul \underline{I}_1 :

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{I}_1 [j\omega M_{Dd} R_E - \omega^2 (-M_{Dd} L_E - M_{ED} M_{dE})]}{R_E R_D - \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D) - j\omega (L_E R_D - L_D R_E)} \quad (5.63)$$

$$\underline{I}_E = \frac{\underline{I}_1 [j\omega M_{dE} R_D - \omega^2 (-M_{Dd} L_D - M_{ED} M_{Dd})]}{R_E R_D + \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D) - j\omega (L_E R_D - L_D R_E)} \quad (5.64)$$

Impedanța circuitului alimentat la tensiunea \underline{U}_1 este:

$$\underline{Z}_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_d R_E R_D + \omega^2 (M_{ED}^2 R_d + M_{JE}^2 R_D + M_{Dd}^2 R_E - L_E L_D R_d - L_E L_d R_D - L_D L_d R_E) + j\omega [L_E R_D R_d + L_D R_E R_d + L_d R_E R_D + \omega^2 (M_{ED}^2 L_d + M_{Dd}^2 L_E + M_{JE}^2 L_D - \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D) + L_E L_D L_d - 2M_{ED} M_{JE} M_{Dd})]}{R_E R_D + j\omega (L_E R_D + L_D R_E)} \quad (5.65)$$

Curentul prin excitație se măsoară cu ampermetrul A_2 , iar cel prin faza "A", se măsoară cu ampermetrul A_1 .

Pătratul valorii impedanței \underline{Z}_1 prin măsurarea lui U_1 și I_1 este cunoscut și are valoarea:

$$Z_1^2 = \frac{[R_d R_D R_E + \omega^2 (M_{ED}^2 R_d + M_{JE}^2 R_D + M_{Dd}^2 R_E - L_E L_D R_d - L_E L_d R_D - L_D L_d R_E)]^2 + \omega^2 [L_E R_D R_d + L_D R_E R_d + L_d R_E R_D + \omega^2 (M_{ED}^2 L_d + M_{Dd}^2 L_E + M_{JE}^2 L_D - L_E L_D L_d - 2M_{ED} M_{JE} M_{Dd})]^2}{[R_E R_D + \omega^2 (L_E R_D + L_D R_E)]^2} \quad (5.66)$$

Prin măsurarea puterii active cu wattmetru se obține rezistența echivalentă a circuitului:

$$Re_1 = P I_1^2 \quad (5.67)$$

și din relația impedanței Z_1 se poate scrie :

$$R_{e1} = \frac{R_d R_E^2 R_D^2 + \omega^2 (L_E^2 R_D^2 R_d + L_D^2 R_E^2 R_d + 2M_{ED}^2 R_d R_E R_D + M_{Dd}^2 R_E^2 R_D + M_{JE}^2 R_D^2 R_E) + \omega^4 (M_{ED}^4 R_d + M_{Dd}^2 R_E M_{ED}^2 + M_{JE}^2 R_D M_{ED}^2 - 2M_{ED}^2 L_E L_D R_d + L_E^2 L_D^2 R_d + M_{Dd}^2 L_E^2 R_D + M_{JE}^2 L_D^2 R_E - 2M_{ED} M_{JE} M_{Dd} L_E R_D - 2M_{ED} M_{JE} M_{Dd} L_D R_E)}{\omega^2 (L_E R_D + L_D R_E)^2} \quad (5.68)$$

Relațiile (5.66) și (5.68) sunt independente între ele și formează cele două ecuații din sistemul de 5 ecuații ce-l formăm în necunoscutele R_D, L_D, M_{Dd}, M_{dE} , și M_{ED} . Din relația (5.64) cunoscând pe I_E și I_1 se obține (5.69):

$$\left(\frac{I_1}{I_E}\right)^2 = \frac{[R_E R_D + \omega^2(M_{ED}^2 - L_E L_D)]^2 + \omega^2(L_E R_D + L_D R_E)^2}{\omega^4(M_{ED} M_{Dd} - M_{Dd} L_D)^2 + \omega^2 M_{dE}^2 R_D^2} \quad (5.69)$$

5.6. Se deschide circuitul de excitație și se alimentează faza statorică

Se completează cu această probă ecuațiile necesare pentru deducerea parametrilor după axa d.

Încă două ecuații se obțin prin deschiderea circuitului de excitație ($I_E = 0$)
Schema de calcul este dată în figura 5.13.

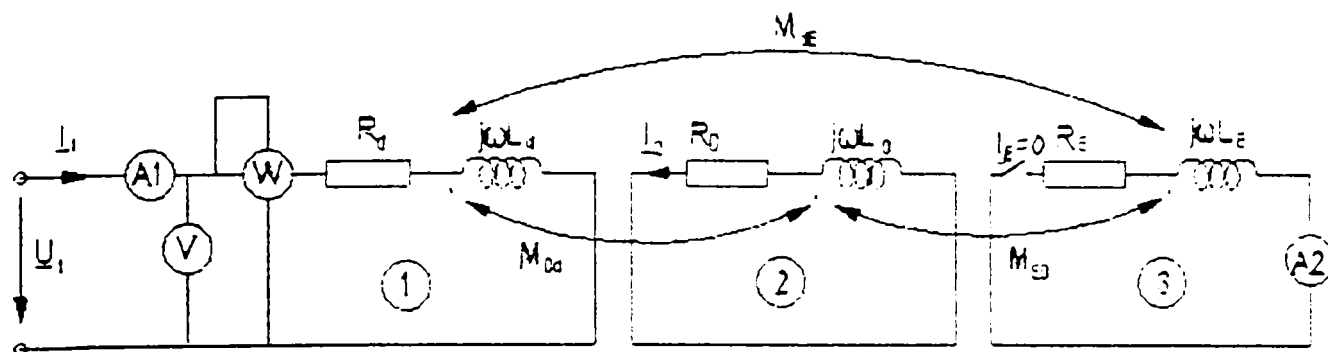


Fig. 5.13. Schema de calcul la circuitul de excitație deschis.

Pentru circuitele 1 și 2 se scriu ecuațiile:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1(R_1 + j\omega L_1) - j\omega M_{12} \underline{I}_2 \quad (5.70)$$

$$0 = \underline{I}_2(R_2 + j\omega L_2) - j\omega M_{21} \underline{I}_1 \quad (5.71)$$

și se obține curentul \underline{I}_1 :

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\left[R_1 + \frac{\omega^2 M_{12}^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j \left(\omega L_1 - \frac{\omega^3 M_{12}^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \right) \right]} \quad (5.72)$$

Se poate astfel cunoaște valoarea la pătrat a impedanței echivalente:

$$Z_e^2 = \left| \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} \right|^2 = \left(R_d + \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 R_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} \right)^2 + \omega^2 \left(L_d - \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 L_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} \right)^2 \quad (5.73)$$

Relația (5.73) constituie a patra relație din sistemul de ecuații în necunoscutele precizate mai înainte. Ultima ecuație se obține din puterea activă:

$$P = R_e I_1^2 \text{ rezultă } R_e = P / I_1^2 \quad (5.74)$$

și se ajunge la relația :

$$R_e = R_d + \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 R_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} \quad (5.75)$$

Au rezultat ,astfel, cinci ecuații cu cinci necunoscute : $L_D, R_D, M_{Dd}, M_{dE}, M_{ED}$. Parametrii R_E, R_d, L_E, L_d sunt cunoscuți fie prin măsurători directe (R_E, R_d), fie prin stingere de curent în circuitul fazei statorice pentru L_d :

$$\frac{1}{2} L_d I_{d0} = \int_0^{\tau} i_d(t) dt \cdot \frac{U_0}{2I_0} \quad (5.76)$$

$$\text{și } L_d = R_d \cdot \int_0^{\tau} i_d(t) dt / I_{d0} \quad (5.77)$$

sau stingere de curent în excitație :

$$L_E = R_E \cdot \int_0^{\tau} i_E(t) dt / I_{E0} \quad (5.78)$$

Rotorul a fost fixat în axa fazei "A" cu ajutorul voltmetrului V montat în circuitul de excitație (figura 5.14). Indicația voltmetrului V este maximă când axa fazei "A" coincide cu axa longitudinală "d".

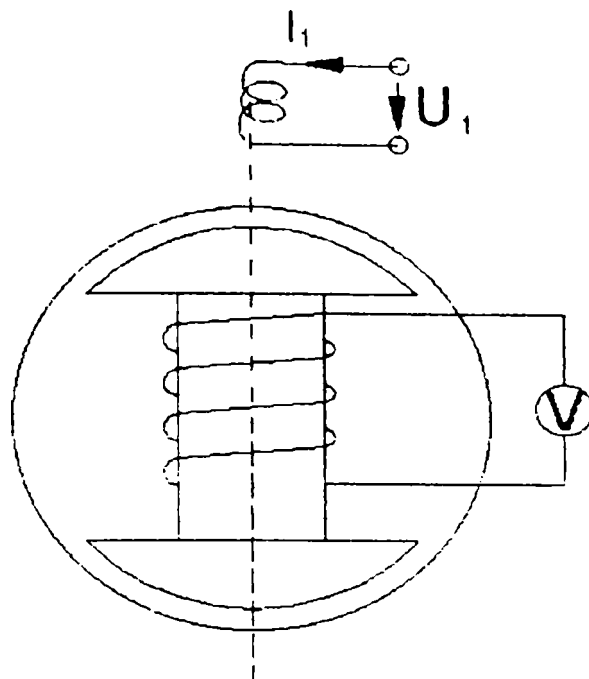


Figura 5.14. Fixarea rotorului în axa longitudinală "d".

5.7. Axa fazei "A" este în axa "q" și se alimentează faza "A" cu circuitul de excitație întrerupt

Prin această probă se determină parametrii după axa q.

Axa fazei fiind perpendiculară pe axa polară, schema de montaj este dată în figura 5.15.

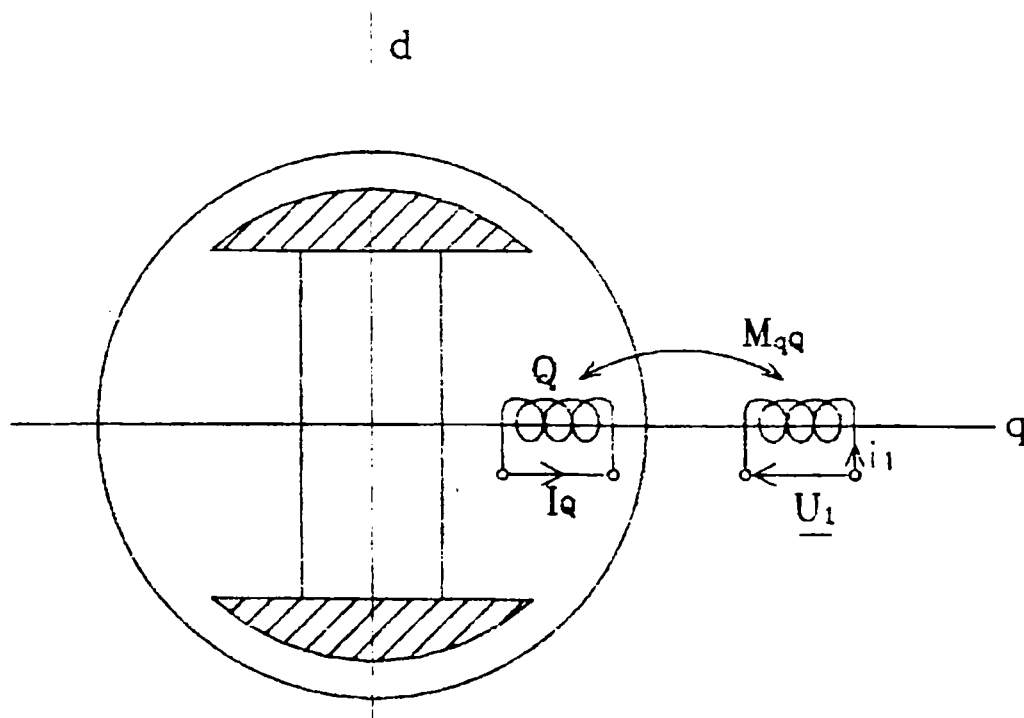


Fig. 5.15. Axa fazei "A" este în cuadratură cu axa polară.

Schema electrică este cea din figura 5.16.

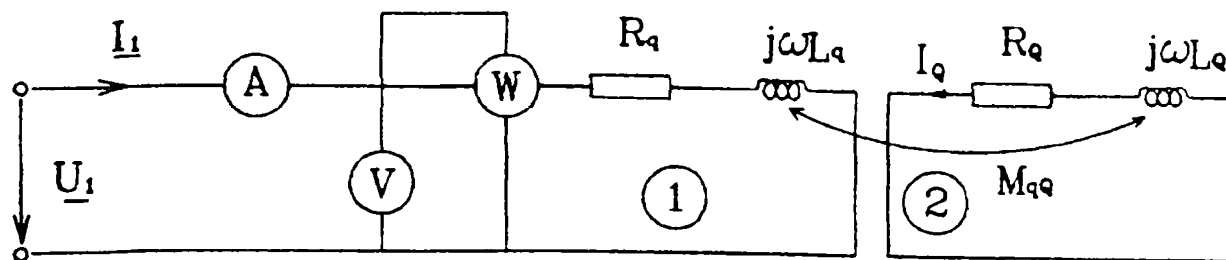


Fig. 5.16. Schema electrică echivalentă de calcul.

Pentru cele două circuite 1 și 2 se pot scrie următoarele relații:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1(R_q + j \cdot \omega \cdot L_q) - j \cdot \omega \cdot M_{q2} \cdot \underline{I}_2 \quad (5.79)$$

$$0 = \underline{I}_2(R_q + j \cdot \omega \cdot L_q) - j \cdot \omega \cdot M_{q2} \cdot \underline{I}_1 \quad (5.80)$$

și rezultă impedanța echivalentă:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1 \left(R_q + j \cdot \omega \cdot L_q - \frac{\omega^2 \cdot M_{q2}^2}{R_q + j \cdot \omega \cdot L_q} \right) = \underline{I}_1 \left[R_q - \frac{\omega^2 \cdot M_{q2}^2 \cdot R_q}{R_q^2 + \omega^2 \cdot L_q^2} - j \left(\omega L_q - \frac{\omega^3 \cdot M_{q2}^2 \cdot L_q}{R_q^2 + \omega^2 \cdot L_q^2} \right) \right] \quad (5.81)$$

cu rezistența echivalentă:

$$R_s = R_q - \frac{\omega^2 \cdot M_{q2}^2 \cdot R_q}{R_q^2 + \omega^2 \cdot L_q^2} = \frac{P}{I_1^2} \quad (5.82)$$

și reactanța echivalentă:

$$X_s = \omega L_q - \frac{\omega^3 \cdot M_{q2}^2 \cdot L_q}{R_q^2 + \omega^2 \cdot L_q^2} = \frac{Q}{I_1^2} \quad (5.83)$$

Rezistența R_q se măsoară și deci este cunoscută iar inductanța L_q se determină dintr-o probă de stingere:

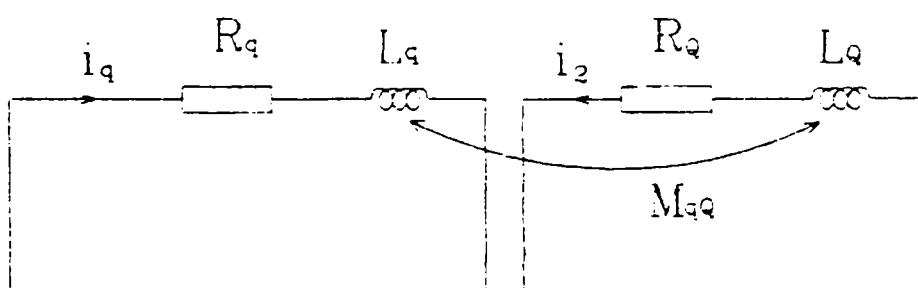


Fig. 5.17. Stingerea curentului i_q .

$$0 = i_q R_q + L_q \frac{di_q}{dt} + M_{q2} \frac{di_2}{dt} \quad (5.84)$$

și prin integrare:

$$0 = R_q \int_0^t i_q \cdot dt + L_q \cdot i_q \Big|_0^t + M_{q2} \cdot i_2 \Big|_0^t \quad (5.85)$$

sau:

$$0 = R_q \int_0^{\infty} i_q \cdot dt + L_q (0 - I_{q0}) + M_{qQ} (0 - 0) \quad (5.86)$$

și în final:

$$L_q = \frac{R_q \int_0^{\infty} i_q \cdot dt}{I_{q0}} \quad (5.87)$$

cele două relații (5.82÷5.83) conțin necunoscutele: R_q , L_q , M_{qQ} și deci mai este necesar a se efectua încă o probă, așa ca în figura 5.18.

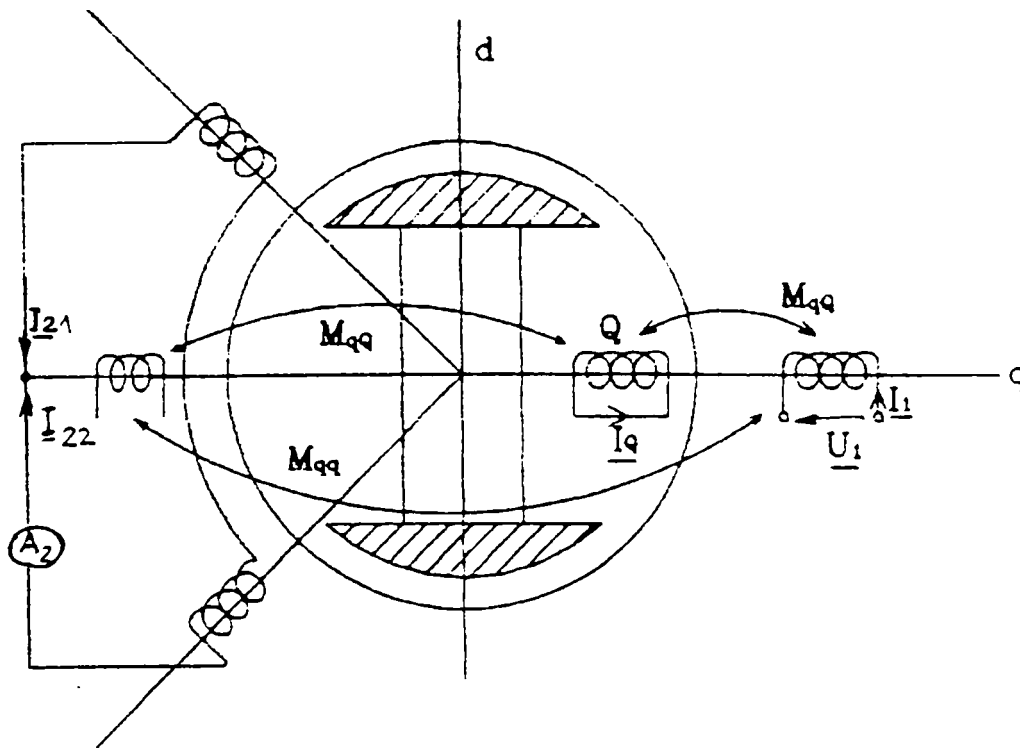


Fig. 5.18. Schema de montaj cu două faze scurtcircuitate.
Schema electrică de calcul este dată în figura 5.19.

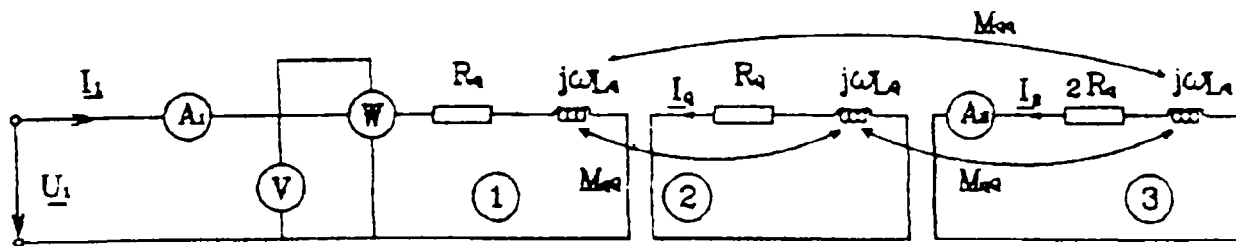


Fig. 5.19. Schema electrică de calcul.
Pentru circuitele 1, 2 și 3 se scriu ecuațiile:

$$\underline{U}_1 = \underline{I}_1(R_q + j \cdot \omega \cdot L_q) - j \cdot \omega \cdot M_{qQ} \cdot \underline{I}_Q - j \cdot \omega \cdot M_{qq} \cdot \underline{I}_2 \quad (5.88)$$

$$0 = (R_Q + j \cdot \omega \cdot L_Q) \cdot \underline{I}_Q + j \cdot \omega \cdot M_{qQ} \cdot \underline{I}_2 - j \cdot \omega \cdot M_{qQ} \cdot \underline{I}_1 \quad (5.89)$$

$$0 = (2R_q + j \cdot \omega \cdot L_q) \cdot \underline{I}_1 + j \cdot \omega \cdot M_{qQ} \cdot \underline{I}_Q - j \cdot \omega \cdot M_{qq} \cdot \underline{I}_1 \quad (5.90)$$

Din sistemul de mai sus se poate scrie:

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{I}_1 [j\omega M_{qQ} \cdot R_Q + \omega^2 (M_{qQ}^2 - M_{qQ} \cdot L_q)]}{2R_q \cdot R_Q + \omega^2 (M_{qQ}^2 - L_q \cdot L_Q) + j\omega (L_q \cdot R_Q + L_Q \cdot 2R_q)} \quad (5.91)$$

sau:

$$\left(\frac{I_1}{I_2} \right)^2 = \frac{[2R_q \cdot R_q + \omega^2 (M_{qQ}^2 - L_q \cdot L_Q)]^2 + \omega^2 (L_q \cdot R_Q + L_Q \cdot 2R_q)^2}{\omega^4 \cdot M_{qQ}^2 (M_{qQ} - L_Q)^2 + \omega^2 \cdot M_{qq}^2 \cdot R_Q^2} \quad (5.92)$$

Pătratul valorii impedanței echivalente se obține prin măsurarea lui U_1 și I_1 și este:

$$\left(\frac{U_1}{I_1} \right)^2 = \frac{[R_q \cdot R_Q \cdot 2R_q + \omega^2 (M_{qQ}^2 \cdot R_q + M_{qq}^2 \cdot R_Q + M_{qQ}^2 \cdot 2R_q - L_q \cdot L_Q \cdot R_q - L_q^2 \cdot R_Q - L_Q \cdot L_q \cdot 2R_q)]^2 + \omega^2 [L_q \cdot R_Q \cdot R_q + L_Q \cdot 2R_q \cdot R_q + L_q \cdot 2R_q \cdot R_Q + \omega^2 (2M_{qQ}^2 \cdot L_q + M_{qq}^2 \cdot L_Q - L_q^2 \cdot L_Q - 2M_{qQ}^2 \cdot M_{qq})]^2}{[2R_q \cdot R_Q + \omega^2 (M_{qQ}^2 - L_q \cdot L_Q)]^2 + \omega^2 (L_q \cdot R_Q + L_Q \cdot 2R_q)^2} \quad (5.93)$$

Relațiile (5.82), (5.83), (5.92), (5.93) formează sistemul de 4 ecuații în necunoscutele R_Q , L_Q , M_{qQ} și M_{qq} .

5.8. Precizări privind inductanțele mutuale

Dacă problemele privind inductanțele mutuale dintre o înfășurare statorică și o înfășurare similară rotorică, corespunzătoare tensiunii induse prin pulsație, sunt rezolvate foarte clar în literatura de specialitate, inductanțele mutuale corespunzătoare tensiunilor induse prin rotație trebuie clarificate mai în detaliu în cele ce urmează.

La mașina sincronă sunt de precizat cele trei inductanțe mutuale corespunzătoare tensiunilor induse prin rotație:

- 1 - M_{dQ} – inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică “d” și cea rotorică “Q” corespunzătoare t.e.m. induse prin rotație;
- 2- M_{qD} – inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică “q” și cea rotorică “D” corespunzătoare t.e.m. induse prin rotație;
- 3 - M_{qE} – inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică “q” și cea rotorică “E” corespunzătoare t.e.m. induse prin rotație.

1- Inductanța M_{dQ}

Inductanța M_{dQ} precizată mai sus este valoric egală cu inductanța M_{qQ} (inductanța mutuală dintre înfășurarea statorică “q” și cea rotorică “Q” corespunzătoare t.e.m. induse prin pulsație):

$$M_{dQ} = M_{qQ} \quad (5.94)$$

t.e.m. t.e.m.
rotație pulsație

Egalitatea de mai sus se bazează pe faptul că cele două inductanțe au la bază aceleași spectre ale câmpului magnetic sau altfel spus reluctanțele magnetice ale celor două inductanțe sunt aceleași.

În figura 5.20. se precizează cele două inductanțe cu spectrul câmpului magnetic aferent.

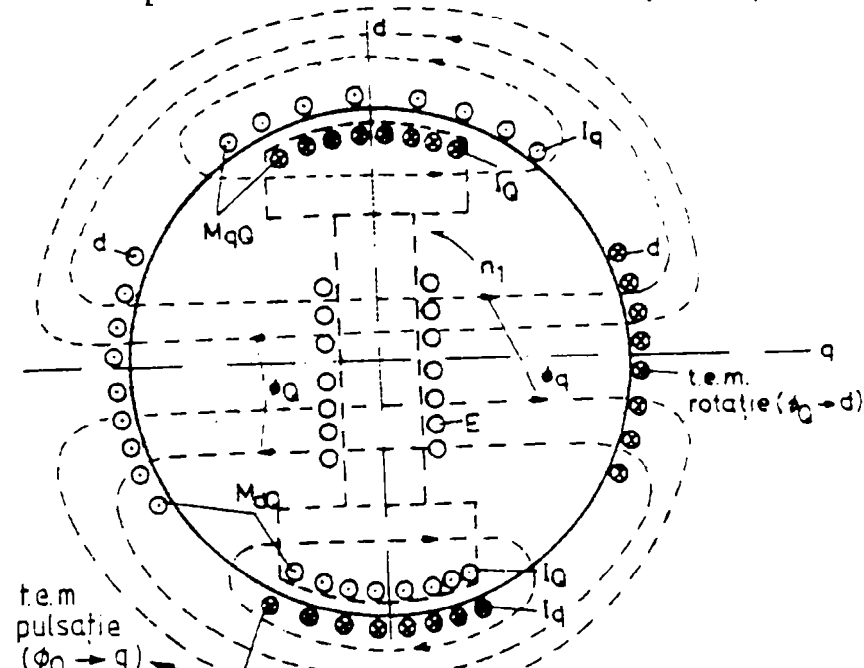


Fig. 5.20. Explicativă la relația $M_{q(Q)} = M_{d(Q)}$

2 - Inductanța M_{qD}

Inductanța M_{qD} corespunzătoare t.e.m. induse prin rotație este valoric egală cu inductanța M_{dD} corespunzătoare t.e.m. induse prin pulsație:

$$M_{qD} = M_{dD} \quad (5.95)$$

t.e.m. t.e.m.
 rotație pulsație

Egalitatea de mai sus este bazată pe spectrul câmpului magnetic dat în figura 5.21.

Deoarece întrefierul echivalent în acest caz este mult mai mic decât întrefierul corespunzător cazului anterior, reluctanța magnetică pentru acest caz va avea o valoare mai mică decât cea corespunzătoare cazului anterior.

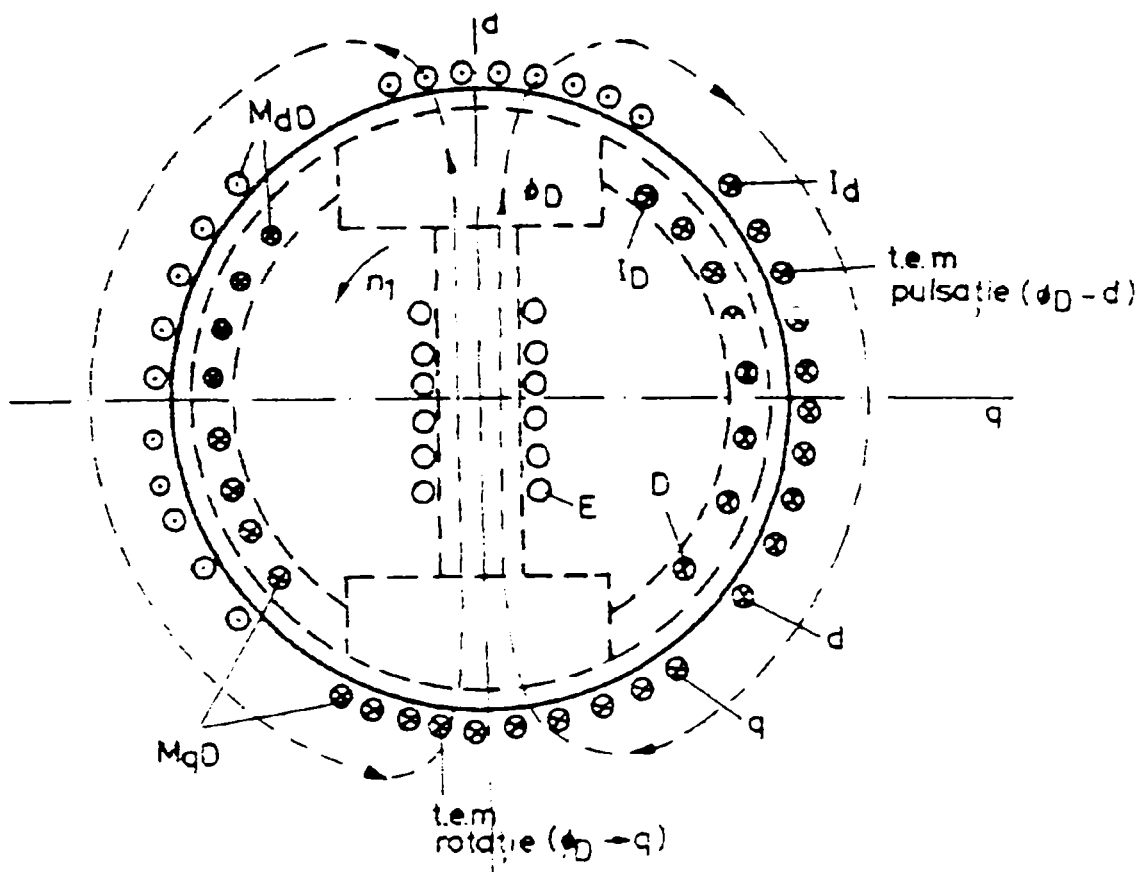


Fig. 5.21. Explicativă la relația $M_{qD} = M_{dD}$

3 - Inductanța M_{qE}

Inductanța M_{qE} corespunzătoare t.e.m. induse prin rotație este valoric egală cu inductanța M_{dE} corespunzătoare t.e.m. induse prin pulsație:

$$M_{qE} = M_{dE} \quad (5.96)$$

t.e.m. t.e.m.
 rotație pulsație

În figura 5.22. se motivează această egalitate având în vedere spectrul câmpului magnetic corespunzător pentru cele două inductanțe.

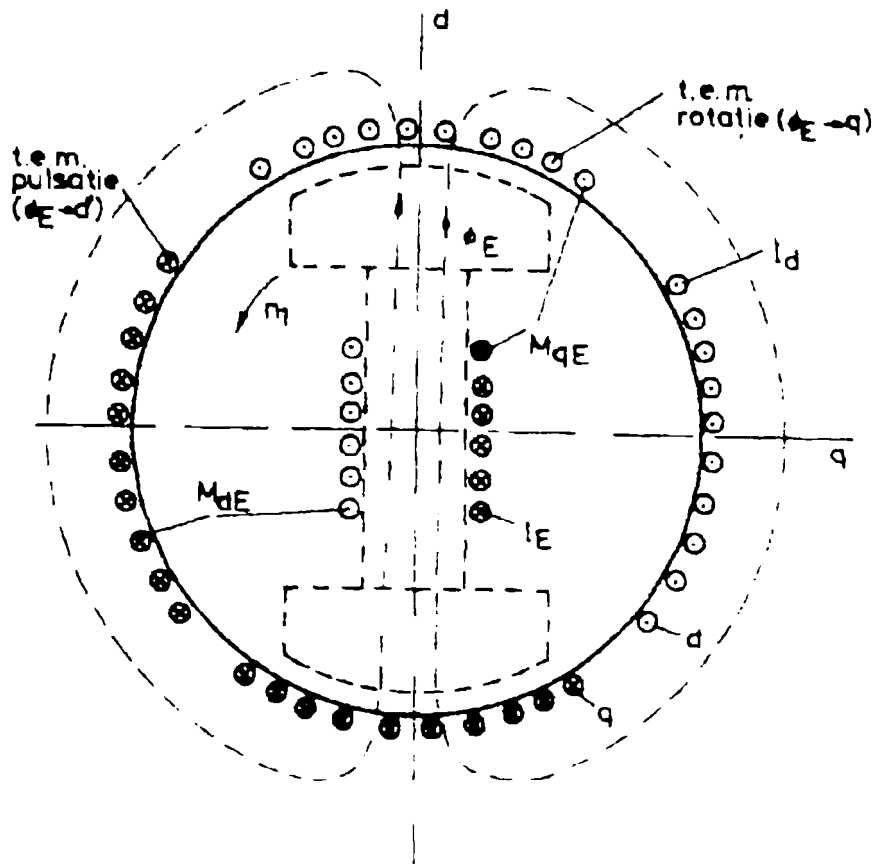


Fig. 5.22. Explicativă la relația $M_{qE} = M_{dE}$

Inductanțele mutuale corespunzătoare tensiunilor induse prin pulsație

Inductanțele mutuale M_{qQ} , M_{dD} , M_{dE} , M_{ED} corespunzătoare tensiunilor electromotoare induse prin pulsație sunt date în figura 5.23.

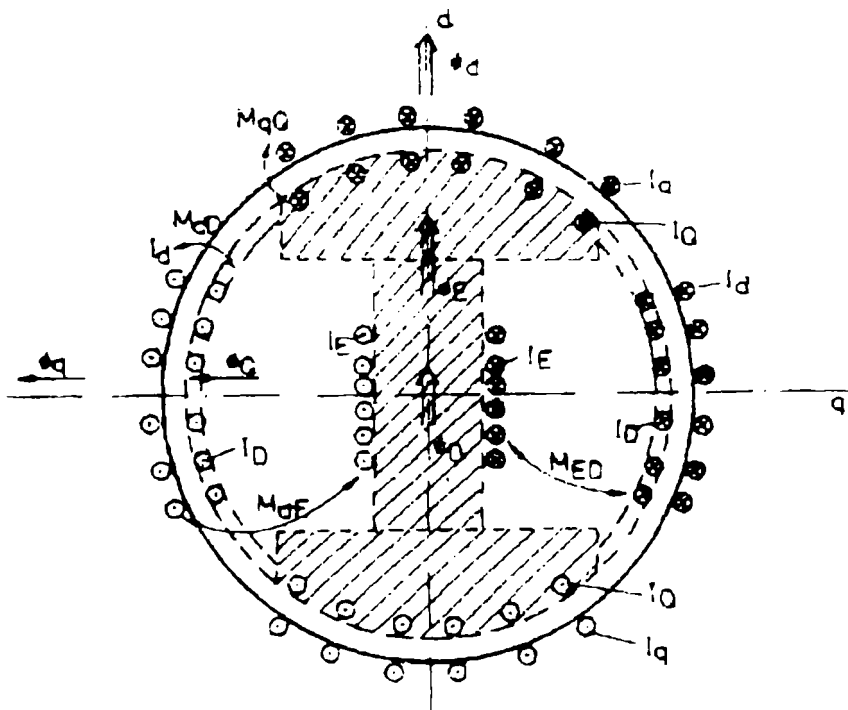


Fig. 5.23. Inductanțele mutuale corespunzătoare t.e.m. induse prin pulsație

Așa cum s-a demonstrat anterior între aceste inductanțe și cele corespunzătoare t.e.m. induse prin rotație există o singură legătură. Această afirmație se motivează prin același spectru magnetic care determină cele două tensiuni: prin rotație și prin pulsație:

deoarece au același circuit magnetic și fluxul magnetic al curentului I_D cauzează t.e.m. indusă prin pulsație (M_{dD}) și rotație (M_{qD});

deoarece au același circuit magnetic și fluxul magnetic al curentului I_Q cauzează t.e.m. indusă prin pulsație (M_{qQ}) și rotație (M_{dQ});

deoarece au același circuit magnetic și fluxul magnetic al curentului I_E cauzează t.e.m. indusă prin pulsație (M_{dE}) și rotație (M_{qE});

5.9. Concluzii privind calcularea parametrilor M.S.

Determinarea parametrilor M.S. se bazează pe două tipuri de încercări:

-stingere de curent în înfășurarea statorică și cea de excitație și

-măsurători în regim sinusoidal cu înfășurarea de excitație în scurtcircuit și în gol.

Prin stingere de curent se determină :

- 1) inductanța L_d și L_q a înfășurării statorice după axa "d" și "q";
- 2) inductanța L_E a înfășurării de excitație .

Prin măsurători în regim sinusoidal cu axa fazei statorice plasată în axa "d" și înfășurarea alimentată de la rețeaua de frecvență 50 Hz se determină parametrii corespunzători axei longitudinale;

- 3) R_D și L_D – rezistența, respectiv inductanța înfășurării de amortizare după axa "d";
- 4) M_{Dd} – inductanța de cuplaj între înfășurarea "D" și "d" corespunzătoare t.e.m. induse prin pulsație ;
- 5) M_{ED} – inductanta de cuplaj între înfășurarea "E" și "D" corespunzătoare t.e.m. induse prin pulsație ;
- 6) M_{Ed} - inductanta de cuplaj între înfășurarea "E" și "d" corespunzătoare t.e.m. induse prin pulsație .

Parametrii corespunzători axei transversale se determină prin măsurători în regim sinusoidal cu axa fazei statorice în axa "q":

- 7) R_Q și L_Q – rezistența respectiv inductanța înfășurării de amortizare după axa "q";

CAP.VI. IMPLEMENTAREA PARAMETRILOR ÎN MODELUL D-Q

În acest capitol se prezintă calculul concret al parametrilor pe baza rezultatelor de la capitolele anterioare. Se are în vedere o navă fluvială de putere mică la care grupul Diesel-generator sincron este sub 10KVA.

6.1 Parametrii mașinii sincrone

Determinarea parametrilor ce intervin în modelul "d-q", la mașina sincronă, se bazează pe patru teste de bază. Două teste se fac cu axa fazei "A" în axa "d" (axa longitudinală) – testele "a" și "b". Următoarele două teste se execută cu axa fazei "A" în cuadratură cu axa longitudinală teste notate cu "c" și "d".

Mașina sincronă pe care s-au făcut experimentările are datele:

$$U_n = 380/220V \text{ (conex. stea);}$$

$$I_n = 5A;$$

$$S_n = 3300VA;$$

$$I_{En} = 1A;$$

$$n_N = 1500 \text{ rot/min;}$$

a) axa fazei "A" este în axa polară și excitația este scurtcircuitată;

Se execută montajul din figura 6.1 și se alimentează faza "A" cu tensiune sinusoidală la frecvența rețelei. În figură pentru a imprima un caracter cât mai sugestiv considerentelor privind modul de reacție a rotorului, s-a considerat mașina ca fiind echivalată cu una bipolară și cu poli proeminenți.

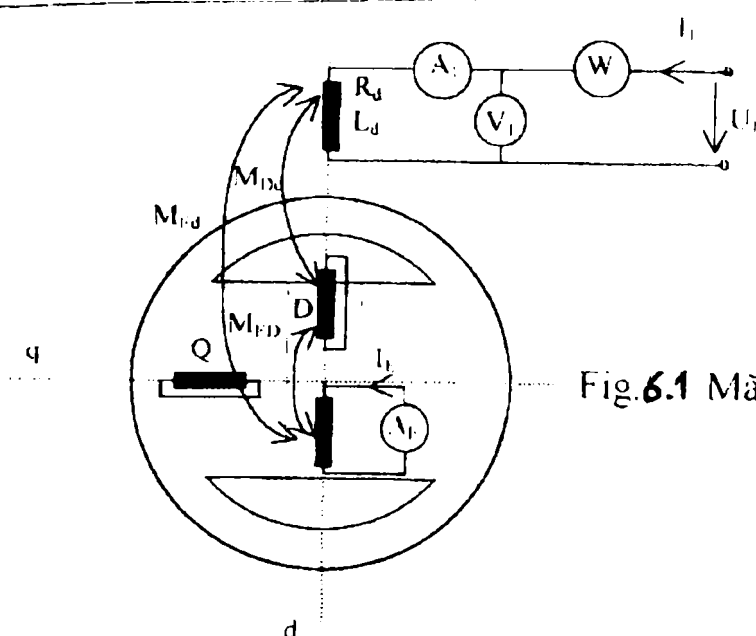


Fig.6.1 Măsurători în axa "d" la M.S.

Din măsurarea tensiunii U_1 cu voltmetrul V_1 și a curentului I_1 cu ampermetrul A_1 se determină pătratul impedanței Z_1 :

$$Z_1^2 = (U_1 / I_1)^2 = 23.04 \Omega^2 \quad (6.1)$$

Din puterea activă P , măsurată cu wattmetrul W , se determină rezistența echivalentă R_{echiv1} :

$$R_{echiv1} = P / I_1^2 = 2.2 \Omega \quad (6.2)$$

Pătratul raportului curenților I_1 – prin faza statorică A și I_E – prin excitație, este:

$$R_c = (I_1 / I_E)^2 = 472.5 \quad (6.3)$$

Se formează astfel următoarele trei ecuații ale sistemului:

$$23.04 = \frac{R_D R_E R_c + \omega^2 (M_{ED}^2 R_D + M_{DE}^2 R_E + M_{ED}^2 R_c - L_E L_D R_D - L_E L_D R_c - L_D L_E R_E)}{[R_E R_D + L_E L_D R_E]^2} + \omega^2 \frac{L_E R_D R_D - L_E R_E R_D + L_D R_E R_c - \omega^2 (M_{ED}^2 L_D + M_{DE}^2 L_E - \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D))}{- \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D)} + \frac{M_{DE}^2 L_E - L_E L_D L_D - 2M_{ED} M_{DE} M_{ED}}{\omega^2 (L_E R_D + L_D R_E)}$$

(6.4)

$$2.2 = \frac{R_D R_E R_c - \omega^2 (L_E^2 R_D R_D - L_D^2 R_E R_E + 2M_{ED}^2 R_D R_E R_c + M_{ED}^2 R_D^2 R_c + M_{DE}^2 R_D^2 R_E)}{[R_E R_D + L_E L_D R_E]^2} + \omega^2 \frac{M_{ED}^2 R_D + M_{DE}^2 R_E M_{ED}^2 + M_{DE}^2 R_D M_{ED}^2 - 2M_{ED}^2 L_E L_D R_D + \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D)}{- \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D)} + \frac{L_D^2 L_D^2 R_D + M_{ED}^2 L_E^2 R_D + M_{DE}^2 L_D^2 R_E - 2M_{ED} M_{DE} M_{ED} L_E R_D - 2M_{ED} M_{DE} M_{ED} L_D R_E}{\omega^2 (L_E R_D + L_D R_E)}$$

(6.5)

$$472.59 = \frac{[R_E R_D + \omega^2 (M_{ED}^2 - L_E L_D)]^2 + \omega^2 (L_E R_D + L_D R_E)^2}{\omega^4 (M_{ED} M_{DE} - M_{ED} L_D)^2 + \omega^2 M_{DE}^2 R_D^2} \quad (6.6)$$

b) axa fazei "A" este în axa polară și circuitul de excitație este întrerupt

Măsurând în acest caz tensiunea U_1 cu voltmetrul V_1 și curentul I_{12} cu ampermetrul A_1 se determină pătratul impedanței echivalente Z_e :

$$Z_e^2 = (U_1/I_{12})^2 = 156.25 \Omega^2 \quad (6.7)$$

Rezistența echivalentă R_{echiv} se determină din puterea P măsurată în acest caz:

$$R_{echiv} = P/I_{12}^2 = 6.4 \Omega \quad (6.8)$$

Pe baza acestor două rezultate se obțin încă două ecuații ale sistemului:

$$156.25 = \left| \frac{U_1}{I_{12}} \right|^2 = \left(R_u - \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 R_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} \right)^2 + \omega^2 \left(L_u - \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 L_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} \right)^2 \quad (6.9)$$

$$6.4 = R_u + \frac{\omega^2 M_{Dd}^2 R_D}{R_D^2 + \omega^2 L_D^2} \quad (6.10)$$

Rezistența fazei R_u se măsoară direct și se obține valoarea:

$$R_u = 1.6 \Omega \quad (6.11)$$

Rezistența excitației R_F este :

$$R_F = 41.3 \Omega \quad (6.12)$$

Inductanța fazei statorice L_u s-a determinat cu ajutorul osciloscopului cu remanență prin integrarea curentului i_{dt} la stingerea lui:

$$L_d = R_d \cdot \int_0^{\infty} i_d(t) dt / I_{d0} = 0.0795859H \quad (6.13)$$

În mod analog s-a determinat și inductanța circuitului de excitație L_E :

$$L_E = R_E \cdot \int_0^{\infty} i_E(t) dt / I_{E0} = 18.514H \quad (6.13)$$

Cele cinci ecuații : (6.4), (6.5), (6.6), (6.9) și (6.10) formează sistemul de ecuații ce se rezolvă în necunoscutele: R_D , L_D , M_{Dd} , M_{ED} , M_{Ed} . Se folosește programul Maple prezentat în continuare.

Acest program are la bază lucrarea [P₁] și a fost adaptat în prezenta lucrare la mașinile electrice sincrone.

Observatii:

- 1) sistemul de ecuații (6.4), (6.5), (6.6), (6.9) și (6.10) are gradul 6 și este neliniar;
- 2) sistemul este convergent și are o singură soluție reală.

Sistemul fiind neliniar s-a folosit funcția FSOLVE care găsește o singură soluție reală. În partea inițială a programului se dau valorile parametrilor cunoscuți : R_d , R_E , L_d și L_E .

În continuare se dă programul MAPLE cu cele 5 ecuații definite prin valorile numerice pentru : R_c , R_{echiv1} , R_{echiv} , Z_c și Z_l în sensul următor:

$$R_c = I_1 / I_E = 21,739 ;$$

$$R_{echiv1} = P / I_{11}^2 = 2,2 \Omega ;$$

$$R_{echiv} = P / I_{12}^2 = 6,4 \Omega ;$$

$$Z_c = U_1 / I_{12} = 12,5 \Omega ; \quad Z_l = U_1 / I_1 = 12,5 \Omega ;$$


```
>
> restart;
> DEFINE;
```

DEFINE

```
> Rc:=sqrt(472.59);
```

$Rc := 21.73913522$

```
> Rechiv1:=2.2;Rechiv:=6.4;
```

$Rechiv1 := 2.2$

$Rechiv := 6.4$

```
> Ze:=sqrt(156.25);
```

```
> Z1:=sqrt(23.04);
```

$Ze := 12.50000000$

$Z1 := 4.800000000$

```
> Rd:=1.6;RE:=41.3;
```

$Rd := 1.6$

$RE := 41.3$

```
> XE:=5813.4;Xd:=24.99;
```

$XE := 5813.4$

$Xd := 24.99$

```
> eq1 := (Rd*RD*RE+XED^2*Rd+XdE^2*RD+XDd^2*RE-XE*XD*Rd-XE*Xd*RD-XD*X
d*RE)^2+(XE*RD*Rd+XD*RE*Rd+Xd*RE*RD+XED^2*Xd+XDd^2*XE+XdE^2*XD-X
E*XD*Xd-2*XED*XdE*XDd)^2-(Z1^2)*((RE*RD+XED^2-XE*XD)^2+(XE*RD+XD
*RE)^2)=0;
```

$$eq1 := (-145210.786 RD + 1.6 XED^2 + XdE^2 RD + 41.3 XDd^2 - 10333.527 XD)^2 + (10333.527 RD - 145210.786 XD + 24.99 XED^2 + 5813.4 XDd^2 + XdE^2 XD - 2 XED XdE XDd)^2 - 23.04000000 (41.3 RD + XED^2 - 5813.4 XD)^2 - 23.04000000 (5813.4 RD + 41.3 XD)^2 = 0$$

```
> eq11:=expand(eq1);
```

$$eq11 := -4 XdE^3 XD XED XDd - 41334.108 RD XED XdE XDd$$

$$\begin{aligned}
& + 580843.144 \cdot XD \cdot XED \cdot XdE \cdot XDd + .2041426378 \cdot 10^{11} \cdot RD^2 + 49892.06020 \cdot RD \cdot XED^2 \\
& - 290421.572 \cdot XdE^2 \cdot RD^2 + .1081514408 \cdot 10^9 \cdot RD \cdot XDd^2 + 290685.892 \cdot XED^2 \cdot XDd^2 \\
& - .7022820898 \cdot 10^7 \cdot XED^2 \cdot XD + XdE^4 \cdot RD^2 - .1689190316 \cdot 10^{10} \cdot XDd^2 \cdot XD \\
& + .2041426378 \cdot 10^{11} \cdot XD^2 - 290421.572 \cdot XdE^2 \cdot XD^2 + XdE^4 \cdot XD^2 + 604.0201000 \cdot XED^4 \\
& + .3379732525 \cdot 10^8 \cdot XDd^4 + 3.2 \cdot XED^2 \cdot XdE^2 \cdot RD + 82.6 \cdot XdE^2 \cdot RD \cdot XDd^2 + 49.98 \cdot XED^2 \cdot XdE^2 \cdot XD \\
& - 99.96 \cdot XED^3 \cdot XdE \cdot XDd + 11626.8 \cdot XDd^2 \cdot XdE^2 \cdot XD - 23253.6 \cdot XDd^3 \cdot XED \cdot XdE \\
& + 4 \cdot XED^2 \cdot XdE^2 \cdot XDd^2 = 0
\end{aligned}$$

> indets (eq1) ;

{ RD, XED, XdE, XDd, XD }

> eq2 := Rd*RE^2*RD^2+XE^2*RD^2*Rd+XD^2*RE^2*Rd+2*XED^2*Rd*RE*RD+XDd^2*RE^2*RD+XdE^2*RD^2*RE+XED^4*Rd+XDd^2*RE*XED^2+XdE^2*RD*XED^2-2*XED^2*XE*XD*Rd+XE^2*XD^2*Rd+XDd^2*XE^2*RD+XdE^2*XD^2*RE-2*XED*XdE*XDd*XE*RD-2*XED*XdE*XDd*XD*RE-Rechiv1*((RE*RD+XED^2-XE*XD)^2+(XE*RD+XD*RE)^2)=0 ;

$$\begin{aligned}
eq2 := & .5407572040 \cdot 10^8 \cdot RD^2 + .5407572040 \cdot 10^8 \cdot XD^2 + 132.16 \cdot RD \cdot XED^2 \\
& + .3379732525 \cdot 10^8 \cdot RD \cdot XDd^2 + 41.3 \cdot XdE^2 \cdot RD^2 + 1.6 \cdot XED^4 + 41.3 \cdot XED^2 \cdot XDd^2 \\
& + XED^2 \cdot XdE^2 \cdot RD - 18602.88 \cdot XED^2 \cdot XD + 41.3 \cdot XdE^2 \cdot XD^2 - 11626.8 \cdot RD \cdot XED \cdot XdE \cdot XDd \\
& - 82.6 \cdot XD \cdot XED \cdot XdE \cdot XDd - 2.2 \cdot (41.3 \cdot RD + XED^2 - 5813.4 \cdot XD)^2 \\
& - 2.2 \cdot (5813.4 \cdot RD + 41.3 \cdot XD)^2 = 0
\end{aligned}$$

> eq22 := expand (eq2) ;

$$\begin{aligned}
eq22 := & -.2027839515 \cdot 10^8 \cdot RD^2 - .2027839515 \cdot 10^8 \cdot XD^2 - 49.56 \cdot RD \cdot XED^2 \\
& + .3379732525 \cdot 10^8 \cdot RD \cdot XDd^2 + 41.3 \cdot XdE^2 \cdot RD^2 - .6 \cdot XED^4 + 41.3 \cdot XED^2 \cdot XDd^2 \\
& + XED^2 \cdot XdE^2 \cdot RD + 6976.08 \cdot XED^2 \cdot XD + 41.3 \cdot XdE^2 \cdot XD^2 - 11626.8 \cdot RD \cdot XED \cdot XdE \cdot XDd \\
& - 82.6 \cdot XD \cdot XED \cdot XdE \cdot XDd = 0
\end{aligned}$$

> indets (eq2) ;

{ RD, XED, XdE, XDd, XD }

> eq3 := (RE*RD+XED^2-XE*XD)^2+(XE*RD+XD*RE)^2-((XED*XDd-XDd*XD)^2+XdE^2*RD^2)*(Rc^2)=0 ;

$$\begin{aligned}
eq3 := & (41.3 \cdot RD + XED^2 - 5813.4 \cdot XD)^2 + (5813.4 \cdot RD + 41.3 \cdot XD)^2 \\
& - 472.5900001 \cdot (XED \cdot XDd - XDd \cdot XD)^2 - 472.5900001 \cdot XdE^2 \cdot RD^2 = 0
\end{aligned}$$

> eq33 := expand (eq3) ;

$$\begin{aligned}
eq33 := & .3379732525 \cdot 10^8 \cdot RD^2 + 82.6 \cdot RD \cdot XED^2 + XED^4 - 11626.8 \cdot XED^2 \cdot XD \\
& + .3379732525 \cdot 10^8 \cdot XD^2 - 472.5900001 \cdot XED^2 \cdot XDd^2 + 945.1800002 \cdot XED \cdot XDd^2 \cdot XD
\end{aligned}$$

$$-472.5900001 \text{XDd}^2 \text{XD}^2 - 472.5900001 \text{XdE}^2 \text{RD}^2 = 0$$

> indets(eq3);

{RD, XED, XdE, XDd, XD}

$$\text{eq4} := (\text{Ze}^2) * ((\text{RD}^2 + \text{XD}^2)^2) - (\text{Rd} * (\text{RD}^2) + \text{Rd} * (\text{XD}^2) + (\text{XDd}^2) * \text{Rd})^2 - (\text{Xd} * (\text{RD}^2) + \text{Xd} * (\text{XD}^2) - (\text{XDd}^2) * \text{XD})^2 = 0;$$

$$\text{eq4} := 156.2500000 (\text{RD}^2 + \text{XD}^2)^2 - (1.6 \text{RD}^2 + 1.6 \text{XD}^2 + 1.6 \text{XDd}^2)^2 - (24.99 \text{RD}^2 + 24.99 \text{XD}^2 - \text{XDd}^2 \text{XD})^2 = 0$$

> eq44:=expand(eq4);

$$\text{eq44} := -470.8101000 \text{RD}^4 - 941.6202000 \text{RD}^2 \text{XD}^2 - 470.8101000 \text{XD}^4 - 5.12 \text{RD}^2 \text{XDd}^2 - 5.12 \text{XDd}^2 \text{XD}^2 - 2.56 \text{XDd}^4 + 49.98 \text{RD}^2 \text{XDd}^2 \text{XD} + 49.98 \text{XD}^3 \text{XDd}^2 - \text{XDd}^4 \text{XD}^2 = 0$$

> indets(eq4);

{RD, XDd, XD}

$$\text{eq5} := (\text{Rechiv} - \text{Rd}) * (\text{RD}^2 + \text{XD}^2) - \text{XDd}^2 * \text{RD} = 0;$$

$$\text{eq5} := 4.8 \text{RD}^2 + 4.8 \text{XD}^2 - \text{RD} \text{XDd}^2 = 0$$

> eq55:=expand(eq5);

$$\text{eq55} := 4.8 \text{RD}^2 + 4.8 \text{XD}^2 - \text{RD} \text{XDd}^2 = 0$$

> indets(eq5);

{RD, XDd, XD}

$$\text{fsolve}(\{\text{eq11}, \text{eq22}, \text{eq33}, \text{eq44}, \text{eq55}\}, \{\text{RD}, \text{XD}, \text{XDd}, \text{XED}, \text{XdE}\}, \{\text{RD}=0..100, \text{XD}=0..10000, \text{XDd}=0..10000, \text{XED}=0..10000, \text{XdE}=0..10000\});$$

$$\{\text{XD} = 21.13423628, \text{XDd} = 17.54320105, \text{XED} = 195.1940306, \text{XdE} = 406.5958777, \text{RD} = 7.952581749\}$$

>

Pentru necunoscutele mai sus menționate se obțin rezultatele :

$$R_D = 7.9525 \Omega \quad (6.15)$$

$$L_D = X_D / \omega = 21.1342/314 = 0.0673 \text{ H} \quad (6.16)$$

$$M_{Dd} = X_{Dd} / \omega = 17.5432/314 = 0.05587 \text{ H} \quad (6.17)$$

$$M_{ED} = X_{ED} / \omega = 195.194/314 = 0.6216 \text{ H} \quad (6.18)$$

$$M_{Ed} = X_{Ed} / \omega = 406.5958/314 = 1.21489 \text{ H} \quad (6.19)$$

Verificări:

Având în vedere relația fundamentală ce trebuie să existe între inductanțele proprii L și cele mutuale M în sensul că:

$$L_1 L_2 > M_{12}^2 \quad (6.20)$$

Se calculează:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_d L_D = 0.0795859 \cdot 0.0673 = 0.005356 \text{ H}^2 \quad (6.21) \\ M_{dD}^2 = 0.05587^2 = 0.003121 \text{ H}^2 \quad (6.22) \\ L_d L_D > M_{dD}^2 \quad (6.23) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_E L_D = 18.514 \cdot 0.0673 = 1.24599 \text{ H}^2 \quad (6.24) \\ M_{ED}^2 = 0.6216^2 = 0.38638 \text{ H}^2 \quad (6.25) \\ L_E L_D > M_{ED}^2 \quad (6.26) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L_E L_d = 18.514 \cdot 0.0795859 = 1.48345 \text{ H}^2 \quad (6.27) \\ M_{Ed}^2 = 1.21489^2 = 1.4759 \text{ H}^2 \quad (6.28) \\ L_E L_d > M_{Ed}^2 \quad (6.29) \end{array} \right.$$

Rezultatele obținute pe calculator verifică inegalitatea (6.20).

Precizări:

Conform celor anterior demonstrate în capitolul 5 se pot scrie egalitățile:

$$M_{Qd} = M_{Qq} = 0.05878 \text{ H} \quad (6.29.a)$$

rotație pulsație

$$M_{Eq} = M_{Ed} = 1.21489 \text{ H} \quad (6.29.b)$$

rotație pulsație

$$M_{Dq} = M_{Dd} = 0.05587 \text{ H} \quad (6.29.c)$$

rotație pulsație

a) axa fazei "A" este în cuadratură cu axa polară

Se folosește montajul din figura 6.2 și se alimentează faza "A" de la rețea prin intermediul unui autotransformator.

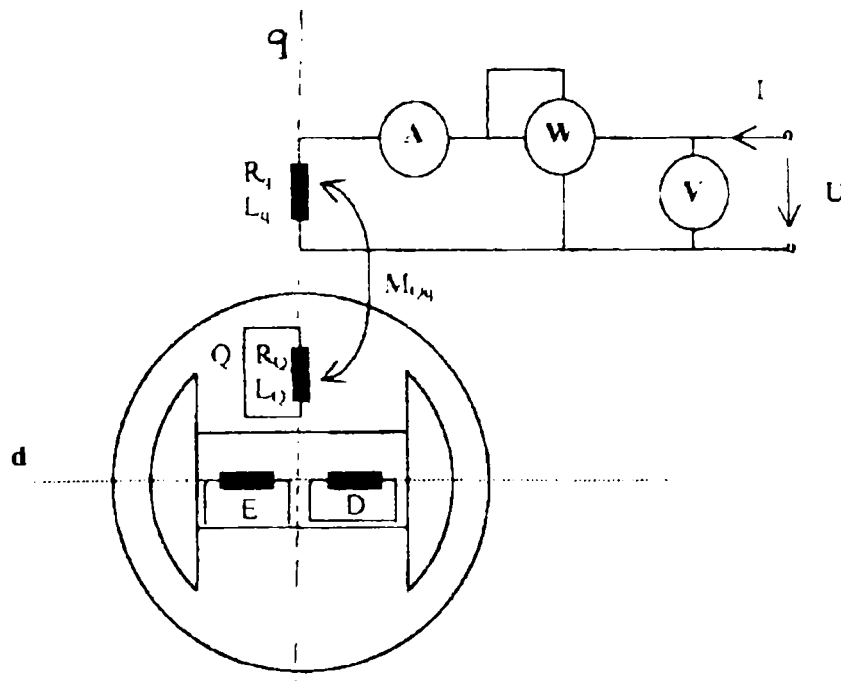


Fig.6.2 Măsurători în axa transversală

Din măsurarea puterii active P se obține rezistența echivalentă a circuitului:

$$REZe_2 = P / I^2 = 50 / 4.1^2 = 2.974 \Omega \quad (6.30)$$

Și din puterea reactivă Q rezultă reactanța echivalentă X_e :

$$X_e = Q / I^2 = 291 / 4.1^2 = 17.311 \Omega \quad (6.31)$$

Prin scurtcircuitarea fazelor nealimentate la nul (Fig.6.3) și alimentarea fazei "A" se obțin curenții I_1 și I_2 :

$$I_1 = 5A \quad (6.32)$$

$$I_2 = 4A \quad (6.33)$$

Cu aceste valori se formează ecuația:

$$\left(\frac{5}{4} \right)^2 = \frac{[-2R_q \cdot R_q - \omega^2 (M_{q1}^2 - L_q \cdot L_q)]^2 - \omega^2 (L_q \cdot R_q - L_q \cdot 2R_q)^2}{\omega^2 M_{q1}^2 (M_q - L_q)^2 - \omega^2 M_{q1}^2 \cdot R_q^2} \quad (6.34)$$

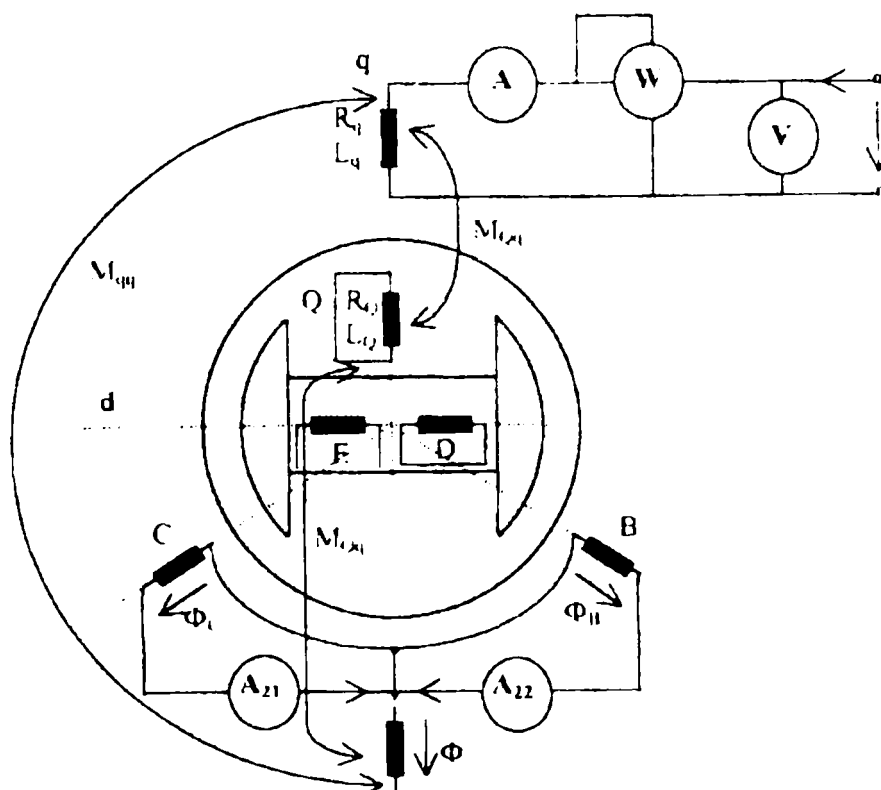


Fig.6.3 Măsurători în axa transversală cu fazele nealimentate scurtcircuitate

Cunoscând tensiunea U_1 și curentul I_1 :

$$U_1 = 54 \text{ V} \quad (6.35)$$

$$I_1 = 5 \text{ A} \quad (6.36)$$

se obține ecuația:

$$\left(\frac{54}{5}\right)^2 = \frac{\left[R_q \cdot R_Q \cdot 2R_q + \omega^2(M_{qQ}^2 \cdot R_q + M_{qq}^2 \cdot R_Q - M_{qQ}^2 \cdot 2R_q - L_q \cdot L_Q \cdot R_q - L_q^2 \cdot R_Q - L_Q \cdot L_q \cdot 2R_q)\right]^2 + \omega^2 \left[L_q \cdot R_Q \cdot R_q + L_Q \cdot 2R_q \cdot R_q + L_q \cdot 2R_q \cdot R_Q - \omega^2(2M_{qQ}^2 \cdot L_q + M_{qq}^2 \cdot L_Q - L_q^2 \cdot L_Q - 2M_{qQ}^2 \cdot M_{qq})\right]^2}{\left[2R_q \cdot R_Q + \omega^2(M_{qQ}^2 - L_q \cdot L_Q)\right]^2 + \omega^2(L_q \cdot R_Q - L_Q \cdot 2R_q)^2} \quad (6.37)$$

Sistemul de patru ecuații în necunoscutele : R_Q , L_Q , M_{Qq} și M_{qq} se scrie sub forma :

$$2,974 = R_q - \frac{\omega^2 \cdot M_{qQ}^2 \cdot R_Q}{R_Q^2 - \omega^2 \cdot L_Q^2} = \frac{P}{I_1^2} \quad (6.38)$$

$$17,311 = \omega L_q - \frac{\omega^2 \cdot M_{qQ}^2 \cdot L_Q}{R_Q^2 - \omega^2 \cdot L_Q^2} = \frac{Q}{I_1^2} \quad (6.39)$$

$$\left(\frac{5}{4}\right)^2 = \frac{\left[2R_q \cdot R_Q + \omega^2(M_{qQ}^2 - L_q \cdot L_Q)\right]^2 + \omega^2(L_q \cdot R_Q - L_Q \cdot 2R_q)^2}{\omega^4 \cdot M_{qQ}^2 (M_{qQ}^2 - L_Q^2) + \omega^2 \cdot M_{qq}^2 \cdot R_Q^2} \quad (6.40)$$

$$\left(\frac{54}{5}\right)^2 = \frac{\left[R_q \cdot R_Q \cdot 2R_q + \omega^2(4M_{qQ}^2 \cdot R_q - M_{qq}^2 \cdot R_Q - M_{qQ}^2 \cdot 2R_q - L_q \cdot L_Q \cdot R_q - L_q^2 \cdot R_Q - L_Q \cdot L_q \cdot 2R_q)\right]^2 + \omega^2 \left[L_q \cdot R_Q \cdot R_q + L_Q \cdot 2R_q \cdot R_q + L_q \cdot 2R_q \cdot R_Q + \omega^2(2M_{qQ}^2 \cdot L_q + M_{qq}^2 \cdot L_Q - L_q^2 \cdot L_Q - 2M_{qQ}^2 \cdot M_{qq})\right]^2}{\left[2R_q \cdot R_Q + \omega^2(M_{qQ}^2 - L_q \cdot L_Q)\right]^2 + \omega^2(L_q \cdot R_Q - L_Q \cdot 2R_q)^2} \quad (6.41)$$

```

> restart;
> define;

                                define
> Xq:=21;Xe:=17.311;

                                Xq := 21
                                Xe := 17.311

> Rq:=1.6;
> REZe2:=2.974;
> U1:=54;i1:=5;i2:=4;

                                Rq := 1.6
                                REZe2 := 2.974
                                U1 := 54
                                i1 := 5
                                i2 := 4

> eq6:=U1^2*((2*RQ*Rq+XqQ^2-Xq*XQ)^2+(Xq*RQ+2*Rq*XQ)^2)-i1^2*((2*
RQ*Rq^2+XqQ^2*Rq+RQ*Xqq^2+2*XqQ^2*Rq-Xq*XQ*Rq-Xq^2*RQ-2*Rq*Xq*X
Q)^2+(Xq*RQ*Rq+2*Rq^2*XQ+2*RQ*Rq*Xq+2*XqQ^2*Xq+XQ*Xqq^2-Xq^2*XQ
-2*XqQ^2*Xqq)^2)=0;

eq6 := 2916 (3.2 RQ + XqQ^2 - 21 XQ)^2 + 2916 (21 RQ + 3.2 XQ)^2
- 25 (-435.88 RQ + 4.8 XqQ^2 + RQ Xqq^2 - 100.8 XQ)^2
- 25 (100.8 RQ - 435.88 XQ + 42 XqQ^2 + XQ Xqq^2 - 2 XqQ^2 Xqq)^2 = 0
> eq61:=expand(eq6);indets(eq6);

eq61 := -.3687984520 10^7 RQ^2 - 88406.400 RQ XqQ^2 + 817068.00 XqQ^2 XQ
- .3687984520 10^7 XQ^2 + 21794.00 RQ^2 Xqq^2 - 25 RQ^2 Xqq^4 + 21794.00 XQ^2 Xqq^2
+ 4200 XqQ^4 Xqq - 25 XQ^2 Xqq^4 - 100 XqQ^4 Xqq^2 - 41760.00 XqQ^4 - 240.0 XqQ^2 RQ Xqq^2
- 2100 XqQ^2 XQ Xqq^2 + 100 XQ Xqq^3 XqQ^2 + 10080.0 RQ XqQ^2 Xqq
- 43588.00 XQ XqQ^2 Xqq = 0

                                { RQ, XqQ, XQ, Xqq }
> eq7:=i1^2*(XqQ^2*(XqQ^2+XQ^2-2*XqQ*XQ)+RQ^2*Xqq^2)-i2^2*((2*RQ*
Rq+XqQ^2-Xq*XQ)^2+(Xq*RQ+2*Rq*XQ)^2)=0;

eq7 := 25 XqQ^2 (XqQ^2 + XQ^2 - 2 XqQ XQ) + 25 RQ^2 Xqq^2 - 16 (3.2 RQ + XqQ^2 - 21 XQ)^2
- 16 (21 RQ + 3.2 XQ)^2 = 0
> eq71:=expand(eq7);indets(eq7);

eq71 := 9 XqQ^4 + 25 XqQ^2 XQ^2 - 50 XqQ^3 XQ + 25 RQ^2 Xqq^2 - 7219.84 RQ^2
- 102.4 RQ XqQ^2 + 672 XqQ^2 XQ - 7219.84 XQ^2 = 0

                                { RQ, XqQ, XQ, Xqq }
> eq8:=REZe2*(RQ^2+XQ^2)-RQ*XqQ^2-Rq*(RQ^2+XQ^2)=0;

eq8 := 1.374 RQ^2 + 1.374 XQ^2 - RQ XqQ^2 = 0
> eq81:=expand(eq8);indets(eq8);

```


$$eq81 := 1.374 RQ^2 + 1.374 XQ^2 - RQ XqQ^2 = 0$$

$$\{RQ, XqQ, XQ\}$$

> eq9 := Xe * (RQ^2 + XQ^2) - Xq * (RQ^2 + XQ^2) + XqQ^2 * XQ = 0;

$$eq9 := -3.689 RQ^2 - 3.689 XQ^2 + XqQ^2 XQ = 0$$

> eq91 := expand(eq9); indets(eq9);

$$eq91 := -3.689 RQ^2 - 3.689 XQ^2 + XqQ^2 XQ = 0$$

$$\{RQ, XqQ, XQ\}$$

> fsolve({eq61, eq71, eq81, eq91}, {RQ, XqQ, XqQ, XQ}, {RQ=0..1000, XqQ=0..10000, XqQ=0..10000, XQ=0..10000});

$$\{XQ = 81.14925892, XqQ = 18.46316373, XqQ = 14.76096475, RQ = 30.22474431\}$$

>

Având în vedere programul MAPLE dat anterior , se obțin următoarele soluții:

$$R_Q = 30.2247 \Omega \quad (6.42)$$

$$L_Q = X_Q / \omega = 0,25844 \text{ H} \quad (6.43)$$

$$M_{Qq} = X_{Qq} / \omega = 0.05878 \text{ H} \quad (6.44)$$

Rezistența fazei R_q are valoarea :

$$R_q = 1.6 \Omega \quad (6.45)$$

Inductanța fazei statorice L_q determinată dintr-o probă de stingere a curentului , folosind un osciloscop cu remanență este:

$$L_q = 0.067 \text{ H} \quad (6.46)$$

Verificare:

$$\text{Deoarece } L_q \cdot L_Q = 0.0174 \text{ H}^2 \quad (6.47)$$

$$M_{Qq}^2 = 0.00346 \text{ H}^2 \quad (6.48)$$

se verifică relația de legătură cunoscută :

$$L_q \cdot L_Q > M_{Qq}^2 \quad (6.49)$$

6.2 Parametrii mașinii asincrone

În cazul mașinii asincrone literatura de specialitate oferă studii importante , utile în tehnica inginerescă, pe baza cărora se pot determina parametrii folosind datele de catalog. În [31] se dau relații pentru calculul parametrilor R_2 , X_1 , X_m .

Pentru motorul asincron ce acționează pompa de incendiu pe o navă fluvială de putere mică datele de catalog sunt.

Tip MU 100X30

$P_N = 0,75 \text{ KW}$

$U_N = 220 \text{ V}$

$I_N = 1,9 \text{ A}$

$$\begin{aligned}
n_N &= 2700 \text{ rot/min} \\
\eta &= 0.73 \\
\cos \varphi_N &= 0.82 \\
R_1 &= 9.86 \, \Omega \\
I_{10} &= 1.235 \text{ A} \\
I_p / I_N &= 6 \\
M_p / M_N &= 3.64 \\
GD^2 &= 0.00342 \text{ daNm}^2 \\
J &= GD^2 / (4g) = 0.00085 \text{ kg m}^2 \\
s_N &= (n_1 - n_N) / n_1 = 0.1 \\
M_N &= P_N / \Omega_N = 2.65 \text{ Nm}
\end{aligned}$$

Reactanța de magnetizare X_m folosind [V1] se calculează cu relația:

$$X_m = \frac{\sqrt{U_N^2 - (I_{10} \cdot R_1)^2}}{I_{10}} - X_l = 159.8 \, \Omega \quad (6.50)$$

unde: $U_N = 220 \text{ V}$ (tensiunea nominală pe înfășurarea statorică);
 $I_{10} = 1.235 \text{ A}$ (curentul la funcționarea în gol);

$$X_l = \frac{U_N - U_{t1} - I_N \cdot R_1 \cdot \cos \varphi_N}{I_N \cdot \sin \varphi_N} = 18.075 \, \Omega \quad (6.51)$$

$$U_{t1} = \left(0.85 - \frac{0.8 \cdot p_1}{\sqrt{P_N}} \right) \cdot U_N = 185.06 \text{ V} \quad (6.52)$$

Precizare:

Parametrii rotorici R_2 , L_2 depind de frecvența rotorică și deci nu pot fi considerați constanți cu turația. Având în vedere considerațiile din [B1] variația parametrilor rotorici se consideră liniară. Pentru calculul acestei variații se consideră valorile de la pornire, de la gol și de la turația nominală.

La pornire :

-rezistența R_{2p} se calculează din bilanțul energetic:

$$M_p \cdot \Omega = 3 \cdot I_p^2 \cdot R_p \quad (6.53)$$

și se obține:

$$R_p = \frac{M_p \cdot \Omega_1}{3 \cdot I_p^2} = 7.7 \Omega \quad (6.54)$$

- inductanța L_{2p} se determină pe baza curentului I_p și se are în vedere analogia cu relația (5.73):

$$Z_p^2 = \left(\frac{U_N}{I_p} \right)^2 = \left(R_1 + \frac{X_m^2 \cdot R_p}{R_p^2 + \omega^2 \cdot L_p^2} \right)^2 + \omega^2 \cdot \left(L_1 - \frac{X_m^2 \cdot L_p}{R_p^2 + \omega^2 \cdot L_p^2} \right)^2 \quad (6.55)$$

Această ecuație se rezolvă folosind programul MAPLE în neconoscute X_{2p} :

```

➤ solve ((9.86+196627.5*(59.22+x2p2))2+(177.7-
x2p*25536.04*(59.22+x2p2)2=372.4631972),{x2p});
➤ {x2p=145.1} (6.56)

```

Se obține valoarea:

$$X_{2p} = 145.1 \Omega \quad \text{și} \quad L_{2p} = 0.462 \text{ H} \quad (6.57)$$

La funcționarea în gol

se obține din ecuația:

$$(R_1 + j\omega L_1) I_{10} = U_{10} \quad (6.58)$$

valoarea pentru inductanța proprie L_1 :

$$L_1 = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{10}}{I_{10}}\right)^2 - R_1^2}}{\omega} = 0.566 \text{ H} \quad (6.59)$$

La alunecarea nominală

rezistența rotorică redusă la stator are valoarea:

$$R_{2N} = M_N \cdot s_N \cdot \Omega_1 / (3 \cdot I_{2N}^2) = 7.075 \ \Omega \quad (6.60)$$

deoarece după [V1] :

$$I_{2N} = 1.32 \cdot P_N / [3 \cdot U_{e1} (1 - s_N)] = 1.98 \text{ A} \quad (6.61)$$

Inductanța L_{2N} se determină din impedanța nominală analog ca L_{2p} pe baza relației :

$$Z_N^2 = \left(\frac{U_N}{I_N}\right)^2 = \left(R_1 + \frac{X_m^2 \cdot R_{2N}}{R_{2N}^2 + \omega^2 \cdot L_{2N}^2}\right)^2 + \omega^2 \cdot \left(L_1 - \frac{X_m^2 \cdot L_{2N}}{R_{2N}^2 + \omega^2 \cdot L_{2N}^2}\right)^2 \quad (6.62)$$

Această ecuație se rezolvă tot folosind programul MAPLE necunoscuta fiind X_{2N} , pentru care se obține valoarea:

- solve $((9.86+1806674.8/(5005.5+x_{2N}^2))^2+(177.7-x_{2N}*25536.04/(5005.5+x_{2N}^2))^2=13407.2), \{x_{2N}\}$;
- $\{x_{2N}=386.4\}$

$$X_{2N} = 386.4 \Omega \quad \text{sau} \quad L_{2N} = 1.2 \text{ H} \quad (6.63)$$

Pe baza acestor rezultate se pot scrie parametrii rotorici sub forma :

$$L_2 = L_{2N} + (s-s_N) (L_{2p} - L_{2N}) / (1-s_N) = 1.2-0.55 (s - 0.1) \quad (6.64)$$

$$R_2 = R_{2N} + (s-s_N) (R_{2p} - R_{2N}) / (1-s_N) = 7075+1.38 (s - 0.1) \quad (6.65)$$

Inductanta de cuplaj M are valoarea :

$$M = X_m / \omega = 0.509 \text{ H} \quad (6.66)$$

Observație: este satisfăcută condiția : $L_1 L_2 > M^2$ deoarece:

$$L_1 L_2 = 0.26 \text{ H}^2 \quad \text{și} \quad M^2 = 0.25 \text{ H}^2 \quad (6.67)$$

6.3 Parametrii în modelul ortogonal la mașina sincronă

Așa cum s-a arătat încă din primul capitol sistemul de ecuații ce definește modelul ortogonal al mașinii sincrone, în regim de generator, este :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_i + pL_D & -\omega L_q & pM_{fd} & pM_{fq} & -\omega M_{fd} \\ \omega L_d & R_i + pL_q & \omega M_{fd} & \omega M_{fq} & pM_{fq} \\ pM_{fd} & 0 & R_E + pL_F & pM_{ED} & 0 \\ pM_{fd} & 0 & pM_{ED} & R_D + pL_D & 0 \\ 0 & pM_{fq} & 0 & 0 & R_Q + pL_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_d \\ -I_q \\ I_E \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (6.68)$$

Matricea parametrilor este "aproximativ" simetrică în raport cu semidiagonalele ei așa cum se observă din relația (6.68a).

$$\begin{bmatrix}
 \Leftrightarrow & -\omega L_d & \rightarrow pM_{Ed} & \rightarrow pM_{Bd} & \Leftrightarrow \\
 \omega L_d & \Leftrightarrow & \omega M_{Ed} & \Leftrightarrow & \rightarrow pM_{Bd} \\
 pM_{Ed} & \leftarrow 0 & \Leftrightarrow & pM_{Ed} & \rightarrow 0 \\
 pM_{Bd} & \leftarrow 0 & pM_{Ed} & \Leftrightarrow & \rightarrow 0 \\
 0 & pM_{Bd} & \leftarrow 0 & 0 & \Leftrightarrow
 \end{bmatrix} \quad (6.68a)$$

Cu rezultatele de la paragraful 6.1 acest sistem devine:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 16+0.079p & -\omega 0.067 & 0.62 \cdot p & 0.05 \cdot p & -\omega 0.058 \\ \omega 0.079 & 16+0.067 \cdot p & \omega 1.21 & \omega 0.05 & 0.058 \cdot p \\ 1.21 \cdot p & 0 & 41.3+18.51 \cdot p & 0.621 \cdot p & 0 \\ 0.05 \cdot p & 0 & 0.62 \cdot p & 7.95-0.067 \cdot p & 0 \\ 0 & 0.058 \cdot p & 0 & 0 & 30.22+0.25 \cdot p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_d \\ -I_q \\ I_E \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (6.69)$$

În regim permanent la $f = 50 \text{ Hz}$, $p = 0$, sistemul de mai sus devine:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.6 & -21 & 0 & 0 & -18.21 \\ 24.8 & 1.6 & 379.9 & 17.27 & 0 \\ 0 & 0 & 41.3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 7.95 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 30.22 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -I_d \\ -I_q \\ I_E \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (6.70)$$

sau :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_d = -1.6 \cdot I_d + 21 \cdot I_q - 18.21 \cdot I_Q \\ U_q = -24.8 \cdot I_d - 1.6 \cdot I_q + 379.9 \cdot I_E + 17.27 \cdot I_D \\ U_E = 41.3 \cdot I_E \\ 0 = 7.95 \cdot I_D \\ 0 = 30.22 \cdot I_Q \end{array} \right. \quad (6.71)$$

Așa cum era normal să apară $I_D = 0$, $I_Q = 0$, adică în regim permanent colivia de amortizare după axa d și q nu influențează funcționarea mașinii. Cu aceste precizări funcționarea generatorului sincron, în regim permanent este definită în modelul "d-q" prin ecuațiile:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_d = -1.6 \cdot I_d + 21 \cdot I_q \\ U_q = -24.8 \cdot I_d - 1.6 \cdot I_q + 379.9 \cdot I_E \\ U_E = 41.3 \cdot I_E \end{array} \right. \quad (6.72)$$

6.4 Parametrii în modelul ortogonal la mașina asincronă

Sistemul de ecuații ce definește modelul ortogonal al mașinii asincrone este dat de următoarea relație matriceală:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 \cdot p & -\omega \cdot L_1 & M \cdot p & -\omega_1 \cdot M \\ \omega \cdot L_1 & R_1 + L_1 \cdot p & \omega_1 \cdot M & M \cdot p \\ M \cdot p & -M(\omega - \omega_m) & R_2 + L_2 \cdot p & -L_2(\omega - \omega_m) \\ M(\omega_1 - \omega_m) & M \cdot p & L_2(\omega_1 - \omega_m) & R_2 + L_2 \cdot p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_r \\ I_f \end{bmatrix} \quad (6.73)$$

Observație importantă

Ecuțiile mașinii asincrone se obțin din ecuațiile mașinii sincrone pentru:

$$I_E = 0 ; \omega = \omega_m ; M_{Ed} = M_{ED} = M_{Eq} = 0 ; L_d = L_q = L_1 ; L_D = L_Q = L_2,$$

$$I_D = I_{dr} ; I_Q = I_{qr} ; M_{Dd} = M_{Qq} = M_{Qd} = M_{Dq} = M ; R_D = R_Q = R_2 ;$$

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + pL_1 & -\omega L_1 & 0 & pM & -\omega M \\ \omega L_1 & R_1 + pL_1 & 0 & \omega M & pM \\ 0 & 0 & R_E + pL_E & 0 & 0 \\ pM & -\otimes & 0 & R_2 + pL_2 & -\otimes \\ \otimes & pM & 0 & \otimes & R_2 + pL_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ 0 \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (6.73a)$$

Se observă din matricea de mai sus că linia a treia se poate suprima și punând în locul simbolului $\otimes \rightarrow (\omega - \omega_m)$ se obține relația matriceală (6.73).

Cele precizate la mașina sincronă privind simetria matricii parametrilor sunt valabile și în acest caz.

Considerând alunecarea s sub forma:

$$s = (\omega - \omega_m) / \omega \quad (6.74)$$

și pe baza parametrilor calculați la paragraful 6.2 , sistemul devine:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9.86 + 0.566 \cdot p & -\omega \cdot 0.566 & 0.509 \cdot p & -\omega \cdot 0.509 \\ \omega \cdot 0.566 & 9.86 + 0.566 \cdot p & \omega \cdot 0.509 & 0.509 \cdot p \\ 0.509 \cdot p & -s \cdot \omega \cdot 0.509 & 7 + 0.462 \cdot p & -s \cdot \omega \cdot 0.462 \\ s \cdot \omega \cdot 0.509 & 0.509 \cdot p & s \cdot \omega \cdot 0.462 & 7 + 0.462 \cdot p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (6.75)$$

La turația nominală $s = 0.1$, $\omega = 314$, $p = 0$ și astfel rezultă ecuația matriceală:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9.86 & -177.72 & 0 & -159.8 \\ 177.72 & 9.86 & 159.8 & 0 \\ 0 & -15.98 & 7 & -14.5 \\ 15.98 & 0 & 14.5 & 7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (6.76)$$

sau:

$$\begin{cases} U_d = 9.86 \cdot I_d - 177.72 \cdot I_q - 159.8 \cdot I_{qr} \\ U_q = 177.72 \cdot I_d + 9.86 \cdot I_q + 159.8 \cdot I_{dr} \\ 0 = -15.98 \cdot I_q + 7 \cdot I_{dr} - 14.5 \cdot I_{qr} \\ 0 = 15.98 \cdot I_d + 14.5 \cdot I_{dr} + 7 \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (6.77)$$

În capitolul următor se vor rezolva cele două sisteme de ecuații ce definesc regimul staționar și pe baza acestor condiții inițiale se va rezolva regimul tranzitoriu la generatorul sincron și motorul asincron. Regimul tranzitoriu este determinat de un salt de cuplu la arborele motorului asincron. Se vor modifica curenții în G.S. și în M.A. și se vor determina formele de variație în timp ale acestora.

Cap. 7. Aplicarea modelului ortogonal general cu parametrii anterior calculați la o navă fluvială

Navele fluviale de putere mică și medie au ca sursă de energie electrică grupuri Diesel-generator sincron de puteri între 3 kW și 30 kW

S-au făcut teste pe un Diesel-generator de 3,3 kVA ce echipază navele fluviale de patrulare de pe Dunăre (sectorul românesc).

7.1 Condițiile initiale

Grupul (motor Diesel-generator sincron) funcționând la turație nominală, deci $f=50$ Hz, vom avea $\omega = 314$. Curentul prin excitație este $I_E = 1 \text{ A} = \text{ct}$.

Motorul asincron funcționând la turația nominală alunecarea va fi:

$$s = \frac{3000 - 2700}{3000} = 0,1 \quad (7.1)$$

Curenții I_d , I_q , I_{dr} , I_{qr} se calculează din sistemul de ecuații (6.71) și (6.77):

$$\begin{cases} -1,6I_d + 2,1I_q = 9,86I_{dr} - 177,72I_{qr} - 159,8I_{qr} \\ -24,8I_d - 1,6I_q + 379,9 = 177,72I_{dr} + 9,86I_{dr} + 159,82I_{qr} \\ 0 = -15,98I_d - 7I_{dr} - 14,5I_{qr} \\ 0 = 15,98I_d + 14,5I_{dr} + 7I_{qr} \end{cases} \quad (7.2)$$

sau:

$$\begin{cases} 11,46I_d - 198,72I_q - 159,8I_{qr} = 0 \\ 202,52I_d + 11,46I_q + 159,82I_{qr} = 379,9 \\ 15,98I_d - 7I_{dr} - 14,5I_{qr} = 0 \\ 15,98I_d + 14,5I_{dr} + 7I_{qr} = 0 \end{cases} \quad (7.3)$$

Din programul de mai jos s-au obținut valorile

```

> restart;
> eq1:=11.46*id-198.72*iq-159.8*iqr=0;
      eq1 := 11.46 id - 198.72 iq - 159.8 iqr = 0
> eq2:=202.52*id+11.46*iq+159.82*idr-379.9=0;
      eq2 := 202.52 id + 11.46 iq + 159.82 idr - 379.9 = 0
> eq3:=-15.98*iq+7*idr-14.5*iqr=0;
      eq3 := -15.98 iq + 7 idr - 14.5 iqr = 0
> eq4:=15.98*id+14.5*idr+7*iqr=0;
      eq4 := 15.98 id + 14.5 idr + 7 iqr = 0
> solve({eq1,eq2,eq3,eq4},{id,iq,idr,iqr});
      {idr = -.5915417751, iqr = -3.720093885, id = 2.166333726, iq = 3.116431096 }

```

$$\begin{cases} I_d = 2.16 \text{ A} \\ I_q = 3.116 \text{ A} \\ I_{dr} = -0.59 \text{ A} \\ I_{qr} = -3.72 \text{ A} \end{cases} \quad (7.4)$$

Cuplul la mașina asincronă se calculează cu relația:

$$M_{\text{cct}} = p_1 M (I_q I_{dr} - I_d I_{qr}) = 0.509 (-3.116 * 0.59 - 2.16 * 3.72) = 3.154 \text{ Nm} \quad (7.5)$$

În regimul staționar, la mașina sincronă (generatorul sincron de pe navă), nu intervin înfășurările de amortizare după axele "d" și "q" și prin urmare:

$$I_d = I_q = 0 \quad (7.6)$$

$$I_f = \text{ct. (dacă nu intervine regulatorul de tensiune)} \quad (7.7)$$

sau:

$$U_{\text{ind}} = \text{ct. (când intervine regulatorul de tensiune ce mărește sau micșorează curentul prin excitație)} \quad (7.8)$$

Cu aceste precizări, cuplul la generatorul sincron are valoarea:

$$M_{\text{cct}} = p_1 [I_d I_q (L_d - L_q) - M_{dq} I_d I_q - M_{qd} I_d I_q - M_{dd} I_d I_d] = 3.855 \text{ Nm} \quad (7.9)$$

Observația 1: În regim staționar curenții I_q și I_d sunt hotărâtori în stabilirea cuplului și din acest motiv componenta I_q , în literatura de specialitate, a primit denumirea de componentă activă a curentului statoric.

Observatia 2: Cuplul la generatorul sincron este mai mare decât cuplul la motorul asincron aceasta deoarece puterea activă debitată de generatorul sincron acoperă și pierderile de putere Δp conform relației:

$$M_{cs}\omega - M_{sln}(1-s)\omega = 319,15W = \Delta p \quad (7.10)$$

Observatia 3: Diferența dintre cuplul nominal 2,65 Nm și cel de 3,154 Nm, la motorul asincron, se explică prin faptul că deși turatia este cea nominală ($s=0,1$), diferă tensiunea pe motor de cea nominală. Această tensiune este de 232 V la un curent de excitație pe generatorul sincron de 1 A deoarece:

$$U_d = -1.6I_d + 21I_q = -1.6 * 2.16 + 21 * 3.116 = 62V \quad (7.10a)$$

$$U_q = -24.8I_d - 1.6I_q + 379.9I_e = -24.8 * 2.16 - 1.6 * 3.116 - 379.9 = 321.3V \quad (7.10b)$$

$$U_s = (U_d \cos \omega t - U_q \sin \omega t) = (62 \cos \omega t - 321.3 \sin \omega t) = 232\sqrt{2} \sin(\omega t - 169^\circ) \quad (7.10c)$$

7.2 Condițiile finale

În cazul în care la arborele motorului asincron intervine un cuplu rezistent mărit (se deschide mai mult robinetul la pompa de incendiu), alunecarea, de regim staționar, va crește, de exemplu la valoarea:

$$s = 0.15$$

În acest caz ecuația matricială (6.76), devine:

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9.86 & -177.72 & 0 & -159.8 \\ 177.72 & 9.86 & 159.82 & 0 \\ 0 & -23.97 & 7 & -21.75 \\ 23.97 & 0 & 21.75 & 7 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

Curenții I_d , I_q , I_{dr} și I_{qr} se calculează din sistemul:

$$\begin{cases} -1.6I_d + 21I_q = 9.86I_d - 177.72I_q - 159.8I_{qr} \\ -24.8I_d - 1.6I_q + 379.9 = 177.72I_d + 9.86I_q + 159.82I_{dr} \\ 0 = -23.97I_q + 7I_{dr} - 21.75I_{qr} \\ 0 = 23.97I_d + 21.75I_{dr} + 7I_{qr} \end{cases} \quad (7.12)$$

sau:

$$\begin{cases} 11.46I_d - 198.72I_q - 159.8I_{qr} = 0 \\ 202.52I_d + 11.46I_q + 159.82I_{dr} - 379.9 = 0 \\ -23.97I_q + 7I_{dr} - 21.75I_{qr} = 0 \\ 23.97I_d + 21.75I_{dr} + 7I_{qr} = 0 \end{cases} \quad (7.13)$$

Cu programul alăturat:

```
> restart;
> eq1:=11.46*id-198.72*iq-159.8*iqr=0;
      eq1 := 11.46 id - 198.72 iq - 159.8 iqr = 0
> eq2:=202.52*id+11.46*iq+159.82*idr-379.9=0;
      eq2 := 202.52 id + 11.46 iq + 159.82 idr - 379.9 = 0
> eq3:=-23.97*iq+7*idr-21.75*iqr=0;
      eq3 := -23.97 iq + 7 idr - 21.75 iqr = 0
> eq4:=23.97*id+21.75*idr+7*iqr=0;
      eq4 := 23.97 id + 21.75 idr + 7 iqr = 0
> solve({eq1,eq2,eq3,eq4},{id,iq,idr,iqr});
      {iq = 4.241567703, iqr = -5.085103322, idr = -1.275802774, id = 2.642654718}
```

rezultă valorile finale:

$$I_d = 2.64 \text{ A} \quad (7.14)$$

$$I_q = 4.24 \text{ A} \quad (7.15)$$

$$I_{dr} = -1.276 \text{ A} \quad (7.16)$$

$$I_{qr} = -5.085 \text{ A} \quad (7.17)$$

Cuplul final, la motorul asincron, după atingerea procesului tranzitoriu, are valoarea:

$$M_{MA} = 4.08 \text{ Nm} \quad (7.18)$$

La generatorul sincron valoarea finală este:

$$M_{GS} = 5.27 \text{ Nm} \quad (7.19)$$

Observatie. Cuplul reactiv:

$$M_r = I_d I_q (L_d - L_q) \quad (7.20)$$

are valoarea:

$$M_r = 0.14 \text{ Nm} \quad (7.21)$$

deci are o pondere de 2.65% din cuplul nominal.

7.3. Regimul tranzitoriu

În timpul procesului tranzitoriu ecuațiile generatorului sincron sunt date în relația matricială (6.69), care poate fi scrisă și astfel:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d = -1.6i_d - 0.079 \frac{di_d}{dt} + 2i_q + 0.62 \frac{di_E}{dt} + 0.055 \frac{di_D}{dt} - 18.2i_Q \\ u_q = -24.8i_d - 1.6i_q - 0.067 \frac{di_d}{dt} + 379.9i_E + 17.27i_D + 0.058 \frac{di_Q}{dt} \\ + 1.3 = -1.21 \frac{di_d}{dt} + 41.3i_E + 18.51 \frac{di_E}{dt} + 0.621 \frac{di_D}{dt} \\ 0 = -0.05 \frac{di_d}{dt} + 0.62 \frac{di_E}{dt} - 7.95i_D - 0.067 \frac{di_D}{dt} \\ 0 = -0.058 \frac{di_d}{dt} - 30.22i_Q + 0.25 \frac{di_Q}{dt} \end{array} \right. \quad (7.22)$$

Pentru motorul asincron ecuațiile de regim tranzitoriu, având în vedere relația matricială (6.75), sunt următoarele

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d = 9.86i_d + 0.566 \frac{di_d}{dt} - 177.72i_q + 0.509 \frac{di_q}{dt} - 159.82i_r \\ u_q = 177.72i_d - 9.86i_q + 0.566 \frac{di_d}{dt} - 159.2i_r - 0.509 \frac{di_r}{dt} \\ 0 = 0.509 \frac{di_d}{dt} - 159.82si_d + 7i_r + 0.462 \frac{di_r}{dt} - 145si_r \\ 0 = 159.82si_d + 0.509 \frac{di_d}{dt} + 145si_r + 7i_r - 0.462 \frac{di_r}{dt} \end{array} \right. \quad (7.23)$$

Eliminând pe u_d și u_q și considerând ecuația mișcării

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M_{s(A)} - M_{\text{rezistent}} \quad (7.24)$$

se obține următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\begin{aligned}
11.46i_d + 0.645 \frac{di_d}{dt} - 198.72i_q - 0.62 \frac{di_q}{dt} - 0.055 \frac{di_D}{dt} + 18.21i_Q + 0.509 \frac{di_{qr}}{dt} - 159.82i_{qr} &= 0 \\
202.52i_d + 11.46i_q + 0.633 \frac{di_d}{dt} - 379.9i_q - 17.27i_D - 0.058 \frac{di_q}{dt} + 159.82i_{qr} + 0.509 \frac{di_{qr}}{dt} &= 0 \\
0.509 \frac{di_d}{dt} - 159.82i_q + 7i_{qr} + 0.462 \frac{di_{qr}}{dt} - 145s i_{qr} &= 0 \\
159.82i_d + 0.509 \frac{di_q}{dt} + 145s i_{qr} + 7i_{qr} - 0.462 \frac{di_{qr}}{dt} &= 0 \\
-1.21 \frac{di_d}{dt} + 41.3i_E - 18.51 \frac{di_E}{dt} - 0.621 \frac{di_D}{dt} - 41.3 &= 0 \\
-0.05 \frac{di_d}{dt} - 0.622 \frac{di_E}{dt} - 7.95i_D - 0.067 \frac{di_D}{dt} &= 0 \\
-0.058 \frac{di_d}{dt} - 30.22i_Q - 0.25 \frac{di_Q}{dt} &= 0 \\
0.509(i_{qr} - i_d i_{qr}) - 4.08 = -8.5 * 10^{-4} * 314 \frac{ds}{dt} & \quad (7.25)
\end{aligned}$$

Variabilele, în sistem, sunt:

$i_d(t) = X(t)$ - curentul prin înfășurarea statorică după axa d;

$i_q(t) = Y(t)$ - curentul prin înfășurarea statorică după axa q;

$i_{dr}(t) = Z(t)$ - curentul prin înfășurarea rotorică după axa d la motorul asincron;

$i_{qr}(t) = V(t)$ - curentul prin înfășurarea rotorică după axa q la motorul asincron;

$i_E(t) = U(t)$ - curentul prin înfășurarea de excitație la generatorul sincron;

$i_D(t) = Q(t)$ - curentul prin înfășurarea de amortizare după axa q la generatorul sincron;

$i_D(t) = W(t)$ - curentul prin înfășurarea de amortizare după axa d la generatorul sincron;

$s(t) = s(t)$ - alunecarea la motorul asincron;

Cu aceste variabile sistemul de ecuații diferențiale devine:

$$\begin{aligned}
11.46X(t) + 0.645 \frac{dX(t)}{dt} - 198.72Y(t) - 0.62 \frac{dY(t)}{dt} - 0.055 \frac{dW(t)}{dt} - 18.21Q(t) + 0.509 \frac{dZ(t)}{dt} - 159.82V(t) &= 0 \\
202.52X(t) + 11.46Y(t) + 0.633 \frac{dY(t)}{dt} - 379.9Q(t) - 17.27W(t) - 0.058 \frac{dQ(t)}{dt} - 159.82Z(t) + 0.509 \frac{dV(t)}{dt} &= 0 \\
0.509 \frac{dX(t)}{dt} - 159.82Y(t) - 7Z(t) + 0.462 \frac{dZ(t)}{dt} - 145sV(t) &= 0 \\
159.82X(t) + 0.509 \frac{dY(t)}{dt} - 145sZ(t) + 7V(t) - 0.462 \frac{dV(t)}{dt} &= 0 \\
-1.21 \frac{dX(t)}{dt} - 41.3U(t) - 18.51 \frac{dU(t)}{dt} - 0.621 \frac{dW(t)}{dt} - 41.3 &= 0 \\
-0.05 \frac{dX(t)}{dt} + 0.622 \frac{dU(t)}{dt} - 7.95W(t) - 0.067 \frac{dW(t)}{dt} &= 0 \\
-0.058 \frac{dY(t)}{dt} - 30.22Q(t) + 0.25 \frac{dQ(t)}{dt} &= 0 \\
0.509(Y(t)Z(t) - X(t)V(t)) - 4.08 = -8.5 * 10^{-4} * 314 \frac{ds(t)}{dt} & \quad (7.26)
\end{aligned}$$

și are următoarele condiții inițiale:

$$X(0)=2.16; Y(0)=3.116; Z(0)=-0.59; V(0)=-3.72; U(0)=1; Q(0)=0; W(0)=0; s(0)=0.1;$$

Variația în timpul procesului tranzitoriu a cuplului electromagnetic la motorul asincron se obține pe baza relației:

$$M_{MA} = 0.509(Y(t)Z(t) - X(t)V(t)) \text{ cu } M(0) = 3.154 \quad (7.27)$$

După cum se observă din ecuațiile sistemului (7.26) din cauza faptului că apar produsele: $s(t)Y(t)$, $s(t)V(t)$, $s(t)X(t)$, $s(t)Z(t)$, $Y(t)Z(t)$, $X(t)V(t)$ sistemul este neliniar.

Rezolvarea acestui sistem neliniar pune probleme deosebite din punct de vedere matematic și din acest motiv pentru rezolvarea lui se propune în continuare 2 metode.

7.3.1 Metoda liniarizării

De foarte multe ori, în tehnică, procesele neliniare se rezolvă prin diverse procedee de liniarizare.

Metoda liniară, deși aproximativă, are o serie de avantaje:

- timpul de calcul relativ redus;
- informații utile privind modul cum variază în timp mărimile caracteristice ale procesului tranzitoriu: curenți, tensiuni, cupluri.

Esența metodei constă în faptul că pe un interval de timp foarte scurt turația motorului se consideră constantă.

În acest sens procesul tranzitoriu se împarte într-un număr N de intervale de timp Δt de regulă de mărime constantă. Pe durata acestui interval de timp Δt așa cum s-a precizat turația s-a considerat constantă și se rezolvă sistemul (7.26), fără ecuația mișcării.

Valoarea intervalului de timp Δt depinde de:

- momentul de inerție J în sensul că Δt este proporțional cu J ;
- șocul de cuplu aplicat la arbore comparativ cu cuplul nominal. Δt fiind cu atât mai mic cu cât șocul de cuplu este mai mare;
- constanta electromecanică de timp:

$$T_m = \frac{J \Delta \Omega}{\Delta M} = \frac{J \Delta s \Omega_1}{\Delta M} \quad (7.28)$$

unde: $\Delta M = M_{\text{final}} - M_{\text{inital}} = 0.926 \text{ Nm}$

- constanta electromagnetică de timp

$$T = \frac{L}{R} = \frac{M}{R_{ech}} = \frac{3I_N^2 M}{P_N} \quad (7.29)$$

Se propune pentru calculul intervalului de timp Δt o relație ce ține seama de caracteristicile mecanice (J , Ω_i , ΔM saltul de cuplu), cât și de cele electromagnetice (M – inductanța de cuplaj, I_N , P_N) sub forma:

$$\Delta t < \sqrt{T_{in} T} = \sqrt{\frac{3J_i \Delta s_i \Omega_i I_N^2 M}{P_N |\Delta M_i|}} = 0.0106s \quad (7.30)$$

În cele ce urmează se lucrează cu.

$$\Delta t = 0.005s \quad (7.31)$$

și $N=400$ intervale, astfel că $t_{final}=2$ s.

Având deci intervalul de timp Δt se rezolvă ecuația mișcării.

$$J \frac{\Delta \Omega}{\Delta t} = \Delta M \quad (7.32)$$

sau

$$-\frac{8.5 * 10^{-4} \Delta s \Omega_i}{5 * 10^{-3}} = -0.926 \quad (7.33)$$

Se obține astfel primul pas care dă noua valoare a lui s_i la momentul de timp $t_1=0.005$ s:

$$\Delta s = s_1 - s_0 = 0.0173 \quad \text{sau } s_1 = 0.1173 \quad (7.34)$$

Cu această valoare se rezolvă sistemul liniar de ecuații diferențiale (7.26), calculându-se astfel noua valoare pentru cuplul electromagnetic $M_{M\Lambda}$. Cu această valoare a cuplului se rezolvă ecuația mișcării (7.32) cu $\Delta M = M_{M\Lambda} - 4.08$. Calculul se repetă după algoritmul dat în figura 7.1.

Parametrii generatorului sincron și ai motorului asincron: R, L, M, J;
 Datele inițiale: $M_{MA}(t_0) = 3.154 = M_0$; $S_{ik}(t_0) = 0.1$; $X(0) = 2.16$;
 $Y(0) = 3.116$; $Z(0) = -0.59$; $V(0) = -3.72$; $U(0) = 1$; $Q(0) = 0$; $W(0) = 0$;
 Date finale: $M_{MA} = 4.08$; $S_i = 0.15$.

$i = 0$

Se calculează alunecarea S_{i-1} din ecuația mișcării:
 $53.38 (S_{i-1} - S_i) = 4.08 - M_i$

Se rezolvă sistemul de ecuații diferențiale:

$$11.46 \cdot X + 0.645 \cdot \frac{dX}{dt} - 198.72 \cdot Y - 0.62 \cdot \frac{dU}{dt} - 0.055 \cdot \frac{dW}{dt} + 18.21 \cdot Q + 0.509 \cdot \frac{dZ}{dt} - 159.82 \cdot V = 0,$$

$$202.52 \cdot X + 11.46 \cdot Y + 0.633 \cdot \frac{dY}{dt} - 379.9 \cdot U - 17.27 \cdot W - 0.058 \cdot \frac{dQ}{dt} + 159.82 \cdot Z + 0.509 \cdot \frac{dV}{dt} = 0,$$

$$0.509 \cdot \frac{dX}{dt} - 159.82 \cdot S_{i-1} \cdot Y + 7 \cdot Z + 0.462 \cdot \frac{dZ}{dt} - 145 \cdot S_{i-1} \cdot V = 0,$$

$$159.82 \cdot S_{i-1} \cdot X + 0.509 \cdot \frac{dY}{dt} + 145 \cdot S_{i-1} \cdot Z + 7 \cdot V + 0.462 \cdot \frac{dV}{dt} = 0,$$

$$-1.21 \cdot \frac{dX}{dt} + 4.13 \cdot U + 18.51 \cdot \frac{dU}{dt} - 0.621 \cdot \frac{dW}{dt} - 4.13 = 0,$$

$$-0.05 \cdot \frac{dX}{dt} + 0.622 \cdot \frac{dU}{dt} + 7.95 \cdot W - 0.067 \cdot \frac{dW}{dt} = 0,$$

$$-0.058 \cdot \frac{dY}{dt} + 30.22 \cdot Q + 0.25 \cdot \frac{dQ}{dt} = 0.$$

cu condițiile inițiale: $X(i)$, $Y(i)$, $Z(i)$, $V(i)$, $U(i)$, $Q(i)$, $W(i)$.

Se obțin valorile: $X(i+1)$, $Y(i+1)$, $Z(i+1)$, $V(i+1)$, $U(i+1)$, $Q(i+1)$, $W(i+1)$,
 la $t_{i+1} = 0.005$

Se calculează cuplul electromagnetic
 $M_{i+1} = 0.509 \cdot (Y_{i+1} \cdot Z_{i+1} - X_{i+1} \cdot V_{i+1})$

NO

IF $i = 400$

YES

$i = i + 1$

Afișează grafic $M(t)$, $S(t)$, $X(t)$, $Y(t)$, $Z(t)$, $V(t)$, $U(t)$, $Q(t)$, $W(t)$

Fig 7.1 Ordinograma de calcul liniarizat

7.3.2. Metoda directă MAPLE

Sistemul de ecuații diferențiale (7.26) rezolvat direct în programul MAPLE se prezintă în continuare.

În cele ce urmează se dau rezultatele obținute pe calculator pe baza acestor ecuații diferențiale.

Variabilele X, Y, Z, V, U, Q, W , și s au fost precizate anterior și forma lor de variație în timp se prezintă în continuare în următoarea ordine :

- sistemul de ecuații diferențiale ce definește mărimile în procesul tranzitoriu;
- curentul prin înfășurarea de amortizare la G.S. după axa $d-I_D$ sau W în sistemul de ecuații diferențiale ;
- curentul prin înfășurarea de amortizare la G.S. după axa $q-I_Q$ sau Q în sistemul de ecuații diferențiale ;
- curentul prin excitație la G.S. $-I_E$ sau U în sistemul de ecuații diferențiale;
- curentul prin înfășurarea statorică „d” a modelului la G.S. și M.A. $-I_d$ sau X în sistemul de ecuații diferențiale ;
- curentul prin înfășurarea statorică „q” a modelului la G.S. și M.A. $-I_q$ sau Y în sistemul de ecuații diferențiale;
- curentul prin înfășurarea rotorică „d” a modelului la M.A. $-I_{dr}$ sau Z în sistemul de ecuații diferențiale;
- curentul prin înfășurarea rotorică „q” a modelului la M.A. $-I_{qr}$ sau V în sistemul de ecuații diferențiale ;
- alunecarea la M.A. ;
- cuplul electromagnetic la M.A.;
- cuplul electromagnetic la $t=1s$;
- curentul prin fazele mașinii reale asincrone și la G.S. , înfășurările statorice ale celor două mașini fiind înseriate.

$$11.46X + 0.645 \frac{dX}{dt} - 198.72Y - 0.62 \frac{dU}{dt} - 0.055 \frac{dV}{dt} + 18.21Q + 0.509 \frac{dZ}{dt} - 159.82V = 0$$

$$202.52X + 11.46Y + 0.633 \frac{dX}{dt} - 379.9U - 17.27V - 0.058 \frac{dQ}{dt} + 159.82Z + 0.509 \frac{dV}{dt} = 0$$

$$0.509 \frac{dX}{dt} - 159.82sY + 7Z + 0.462 \frac{dZ}{dt} - 145sV = 0$$

$$-1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3U + 18.51 \frac{dU}{dt} + 0.621 \frac{dV}{dt} - 41.3 = 0$$

$$-0.05 \frac{dX}{dt} + 0.622 \frac{dU}{dt} + 7.951V + 0.067 \frac{dV}{dt} = 0$$

$$-0.058 \frac{dX}{dt} + 30.22Q + 0.25 \frac{dQ}{dt} = 0$$

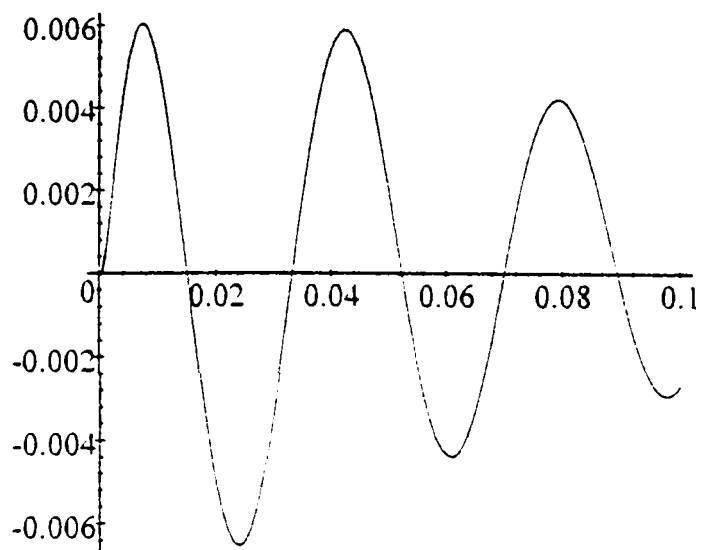
$$53.38 \frac{dX}{dt} + 0.509YZ - 0.509XV - 4.08 = 0$$

$$159.82sX + 0.509 \frac{dX}{dt} + 145sZ + 7V + 0.462 \frac{dV}{dt} = 0$$

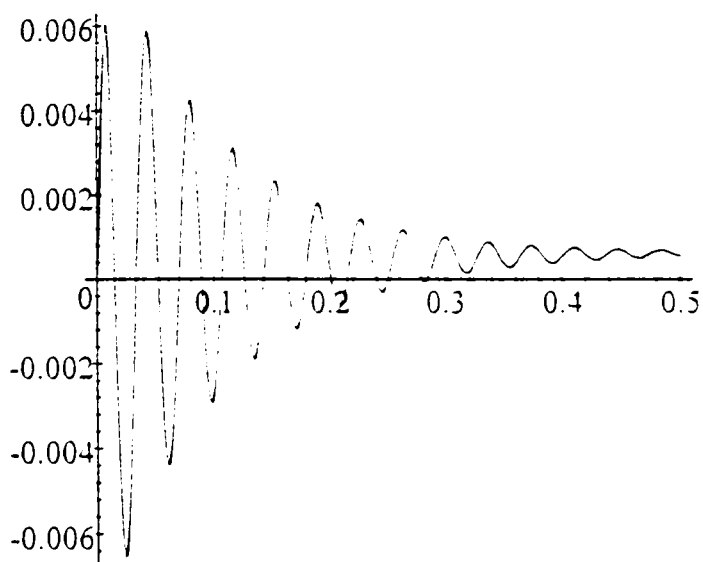
$$X(0) = 2.16 \quad Y(0) = 3.116 \quad Z(0) = -0.59 \quad V(0) = -3.72$$

$$U(0) = 1 \quad Q(0) = 0 \quad W(0) = 0 \quad s(0) = 0.1$$

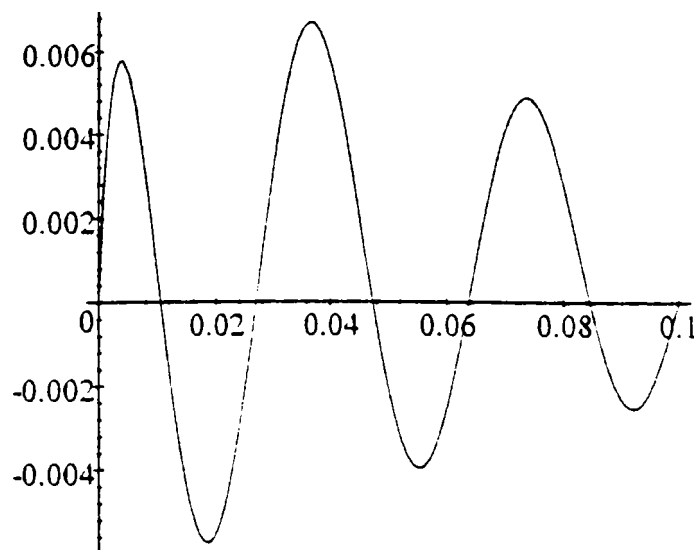
Funcțiile necunoscute sunt : X, U, V, Z, Y, Q, V, s



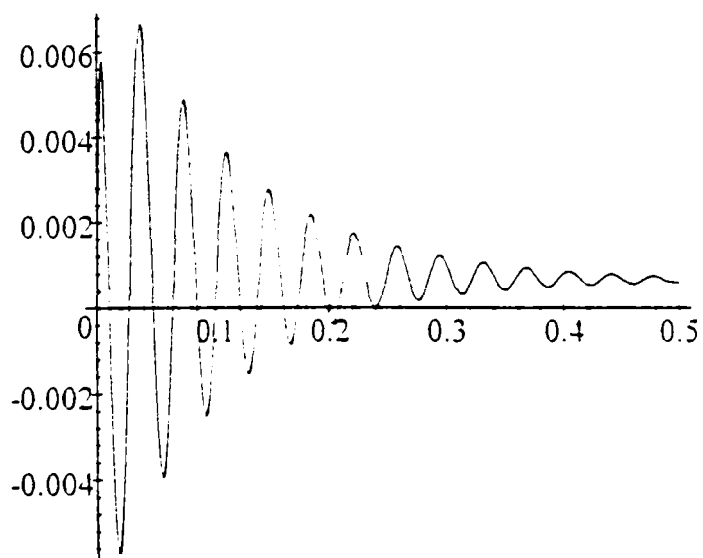
Curentul i_D prin înfășurarea de amortizare D în intervalul $0 \div 0,1$ s.



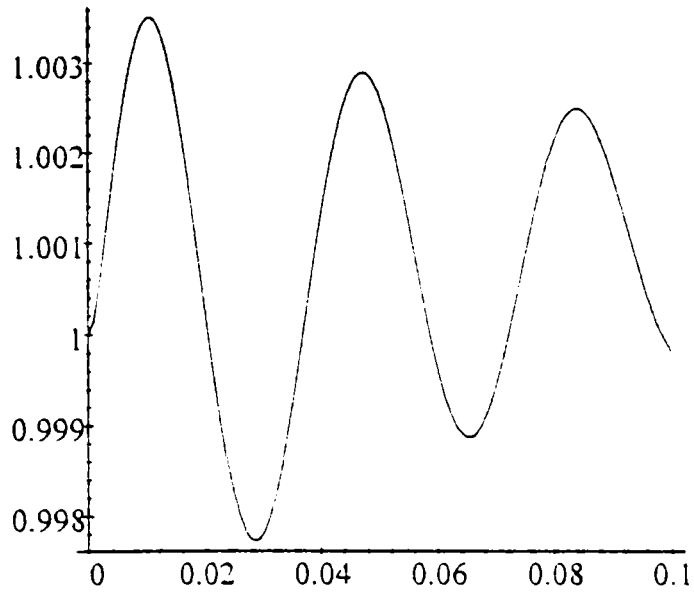
Curentul i_D prin înfășurarea de amortizare D în intervalul $0 \div 0,5$ s.
Curentul i_D prin înfășurarea de amortizare D la $t=2$ s: $i_D = 0,00051$ A.



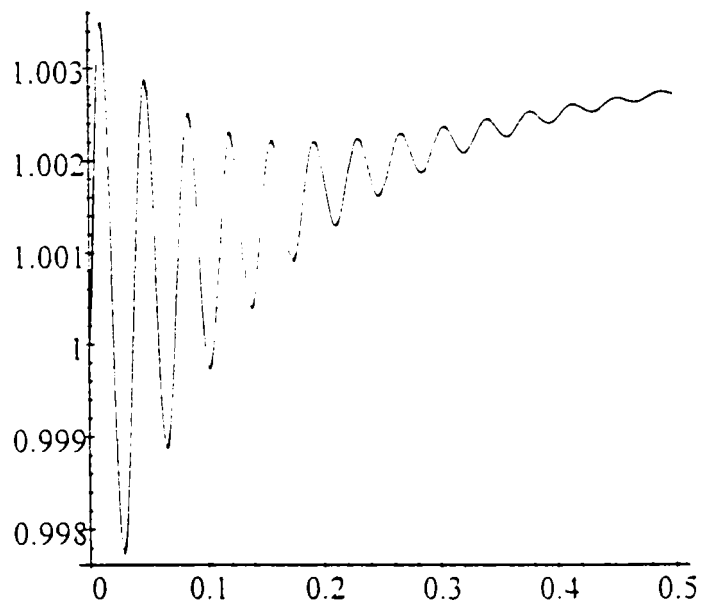
Curentul i_Q prin înfășurarea de amortizare Q în intervalul $0 \div 0,1$ s.



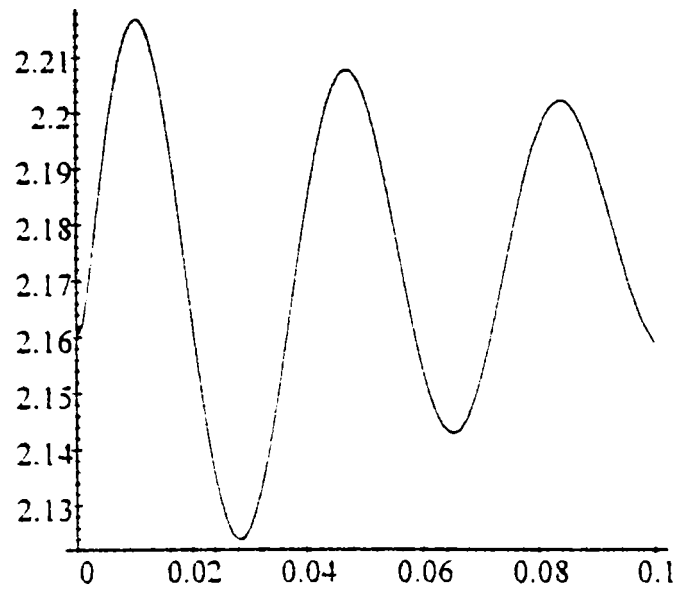
Curentul i_Q prin înfășurarea de amortizare Q în intervalul $0 \div 0,5$ s.
Curentul i_Q prin înfășurarea de amortizare Q la $t=2$ s: $i_Q = 0,00034$ A.



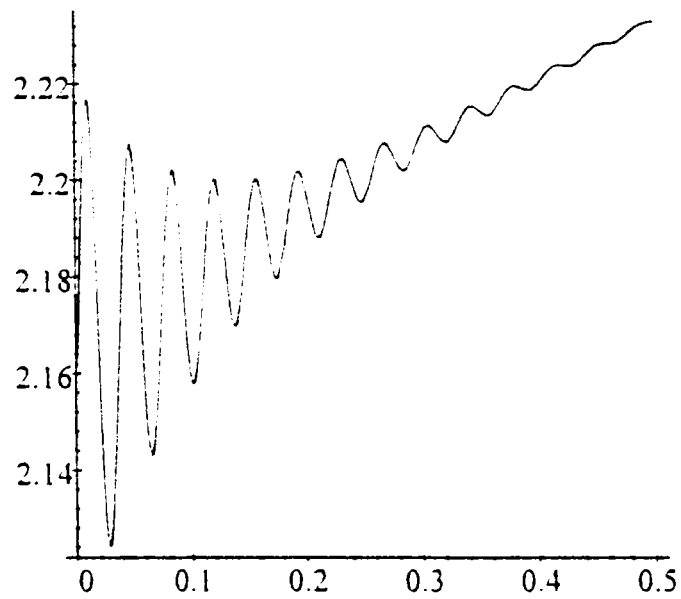
Curentul prin excitație i_E în intervalul $0 \div 0.1$ s.



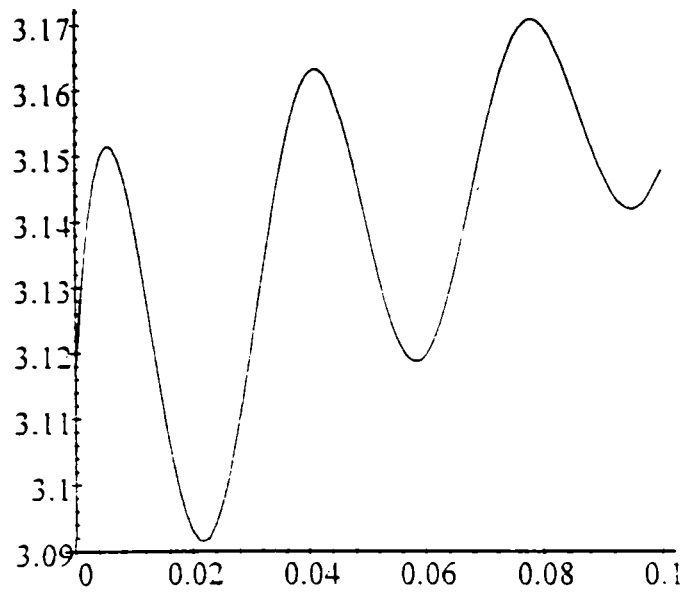
Curentul prin excitație i_E în intervalul $0 \div 0.5$ s.
Curentul prin excitație i_E la $t=2$ s: $i_E = 1,0025$ A.



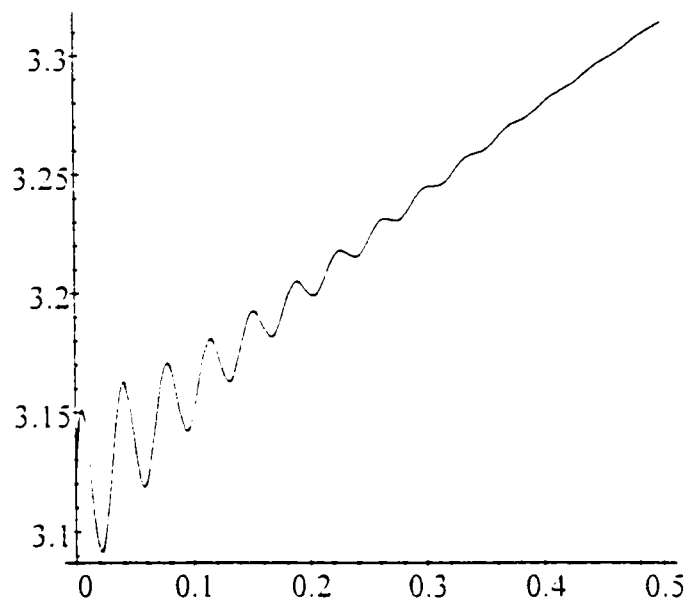
Curentul static i_d la M.A. și G.S. în intervalul $0 \div 0.1$ s.



Curentul static i_d la M.A. și G.S. în intervalul $0 \div 0,5$ s.
Curentul i_d la M.A. și G.S. la $t=2$ s: $I_d = 2.3754$ A.

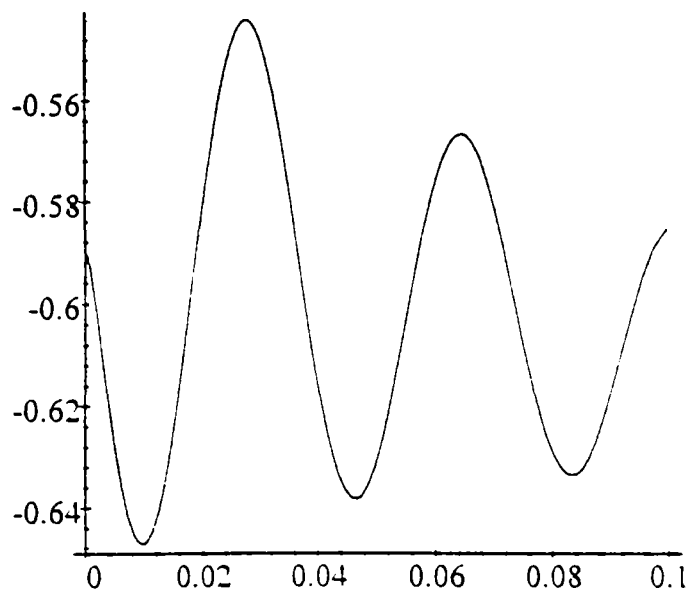


Curentul statoric \hat{i}_q la M.A. și G.S. în intervalul $0 \div 0.1$ s.

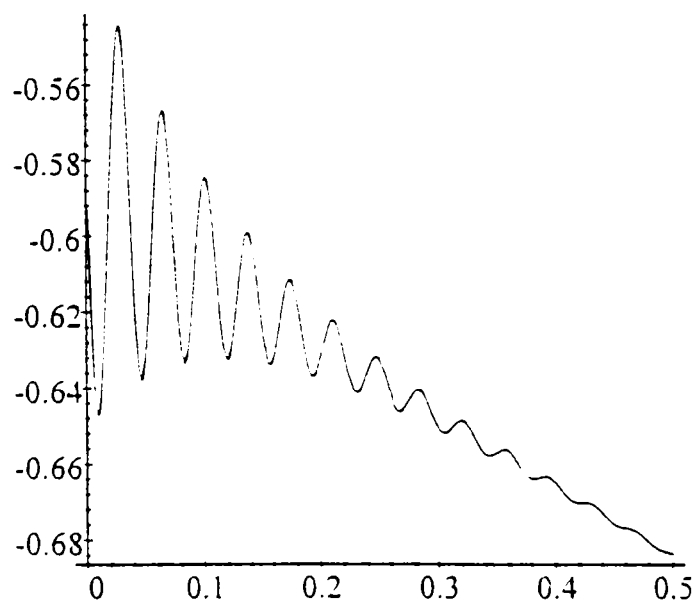


Curentul statoric \hat{i}_q la M.A. și G.S. în intervalul $0 \div 0.5$ s.

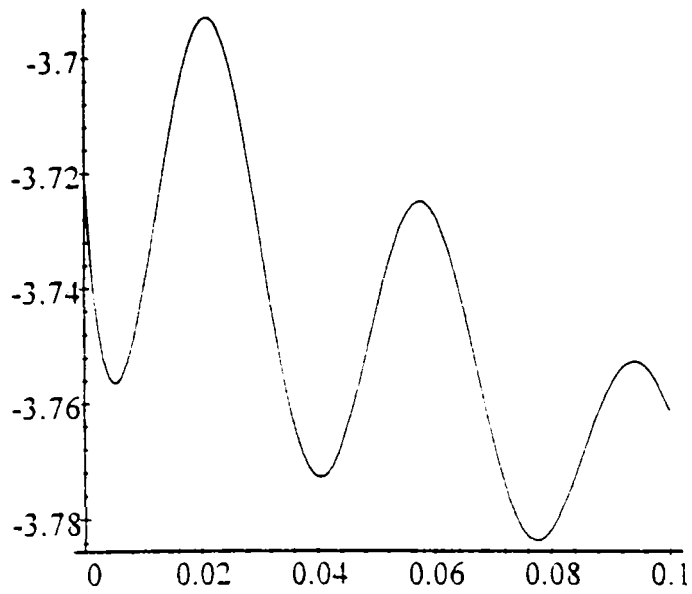
Curentul \hat{i}_q la M.A. și G.S. la $t=2$ s: $I_q = 3,6828$ A.



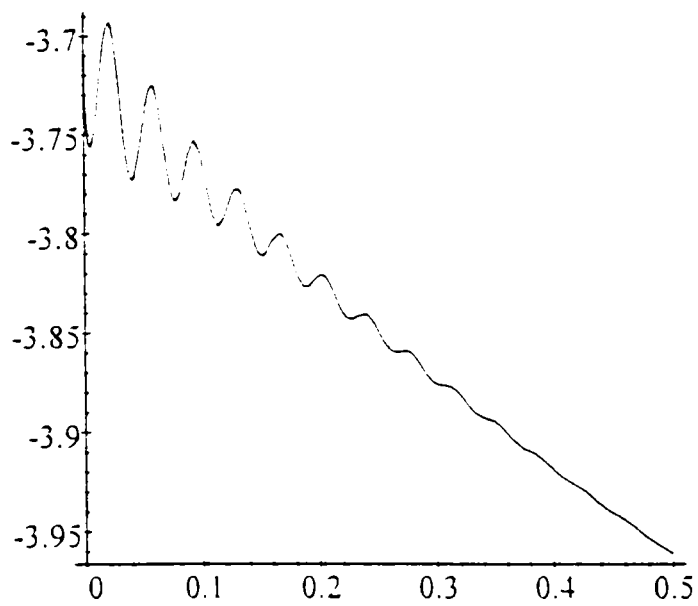
Curentul rotoric i_{dr} la M.A. în intervalul $0 \div 0,1$ s.



Curentul rotoric i_{dr} la M.A. în intervalul $0 \div 0,5$ s.
Curentul i_{dr} la M.A. la $t=2$ s: $i_{dr} = -0,89116$ A.

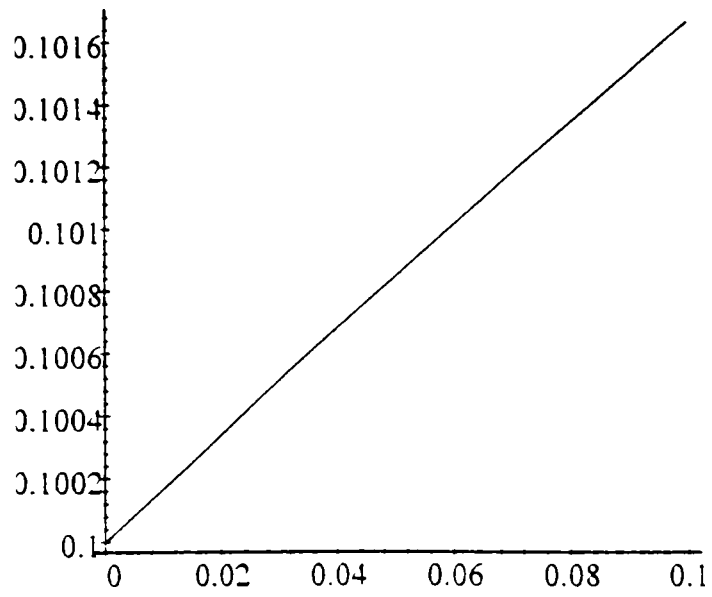
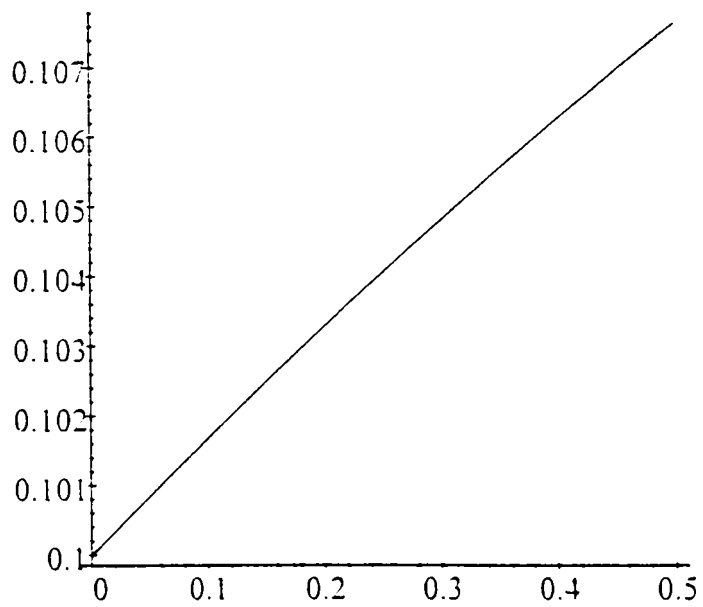


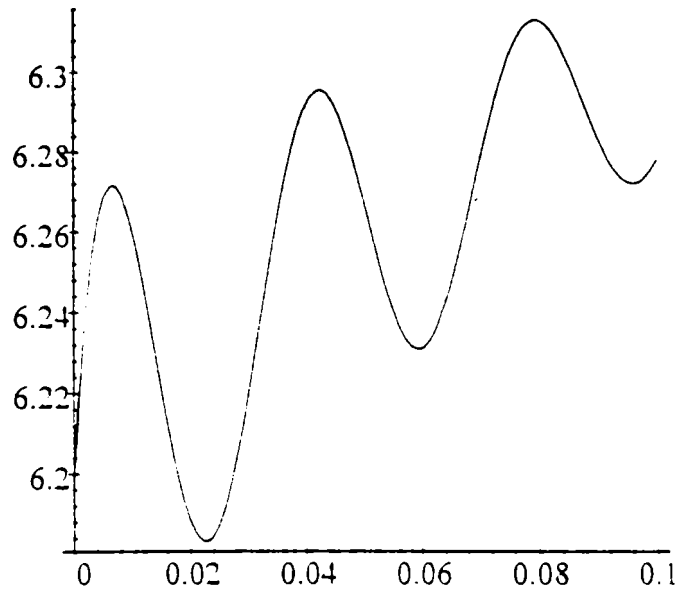
Curentul rotoric i_{qr} la M.A. în intervalul $0 \div 0,1$ s.



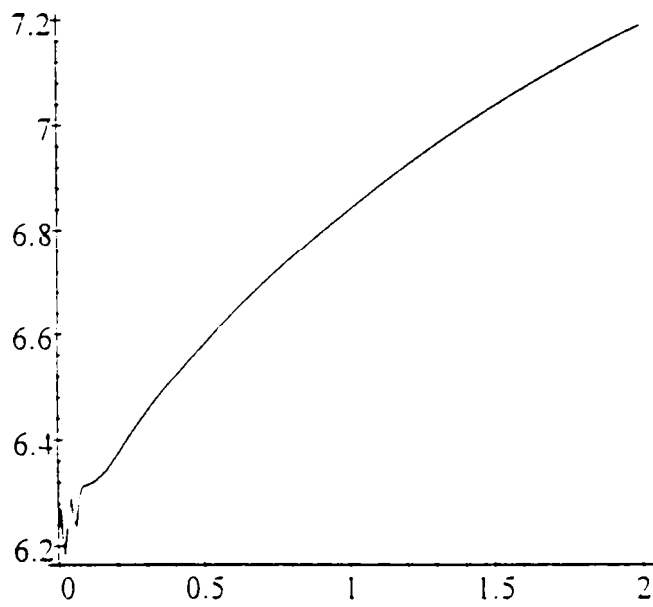
Curentul rotoric i_{qr} la M.A. în intervalul $0 \div 0,5$ s.

Curentul i_{qr} la M.A. la $t=2$ s: $i_{qr} = -4,4089$ A.

Alunecarea s în intervalul $0 \div 0,1$ s.Alunecarea s în intervalul $0 \div 0,5$ s.Alunecarea s la $t=2$ s: $s=0,12328$



Cuplul electromagnetic în intervalul $0 \div 0,1$ s.



Cuplul electromagnetic în intervalul $0 \div 2$ s.
Cuplul electromagnetic la $t = 5$ s : $M = 7,6922$ Nm.

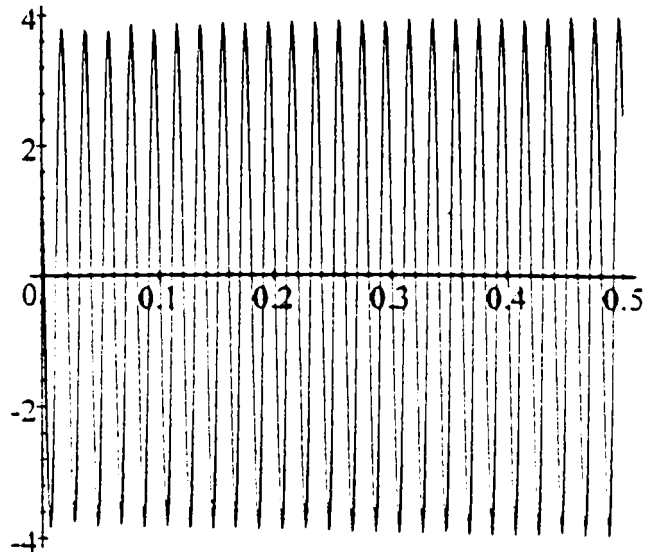
$M(z) = Y(0.05z) Z(0.05z) - X(0.05z) V(0.05z)$

6.2672
6.2784
6.354
6.3762
6.4117
6.454
6.4829
6.517
6.5495
6.5788
6.609
6.6375
6.665
6.6921
6.718
6.7433
6.7679
6.7917
6.815
6.8376
6.8596
6.881
6.9019
6.9223
6.9422
6.9616
6.9805
6.999
7.017
7.0346

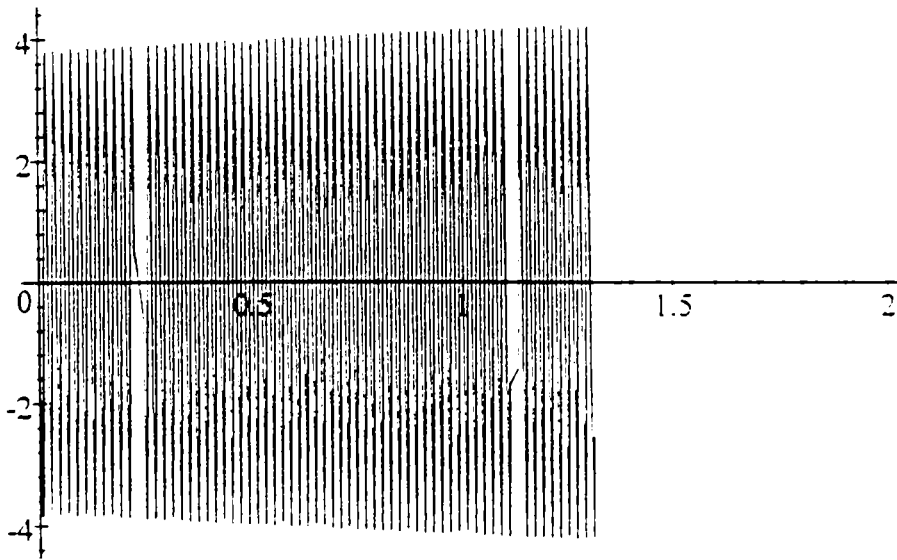
20

după

$I(\text{una}) \text{ secundă } M = Y(1) Z(1) - X(1) V(1) = 6.8376$



Curentul prin faza mașinii reale asincrone $i_d(t)$.



Curentul prin faza mașinii reale asincrone $i_d(t)$.

7.3.3. Analiza rezultatelor.

Mărirea bruscă a cuplului rezistent la motorul asincron generează un proces tranzitoriu atât în G.S. cât și în M.A.

Condițiile inițiale din sistemele de ecuații diferențiale 7.22 și 7.23, care se refereau la curenți și tensiuni au fost măsurate cu aparatura obișnuită : ampermetre și voltmetre.

În același mod au fost verificate experimental tensiunile și curenții de la înfășurările cu bornele accesibile. Deoarece la bornele G.S. este conectat un singur motor $I_{G.S.} = I_{M.A.}$

$$I(\text{măsurat în faza statorică a mașinii reale}) = 3 \text{ A} \quad (7.35)$$

$$I(\text{calculat din } I_d \text{ și } I_q) = 3.1 \text{ A} \quad (7.36)$$

$$\text{Deoarece } I_{\text{calculat}} = \sqrt{2/3}(I_d \cos \omega t - I_q \sin \omega t) \quad (7.37)$$

Diferența între valorile experimentale măsurate și cele calculate se încadrează în limitele a $\pm 5 \%$.

La G.S. curenții prin înfășurarea de amortizare se sting după aproximativ 0,2 s.

Inițial curentul prin înfășurarea de excitație este de 1 A. În timpul procesului tranzitoriu acest curent prezintă oscilații în primele 0,2 s după care se amortizează la o valoare egală cu cea inițială.

Curenții statorici în înfășurarea G.S și ai M.A. se măresc de la valorile inițiale la valorile finale ,deoarece cuplul electromagnetic trebuie să crească pentru a echilibra cuplul rezistent . Procesul se stinge după aproximativ 0,5 s , dar în primele 0,2 s curenții prezintă oscilații pronunțate care generează oscilații semnificative și în cuplul electromagnetic.

Curenții prin înfășurarea rotorică a motorului asincron cresc și ei ca urmare a creșterii cuplului rezistent .Această creștere prezintă oscilații pronunțate în primele 0.2-0.3 s.

Creșterea alunecării motorului asincron de la 0,1 la 0,15 ,se face aproximativ liniar ceea ce arată faptul că turația scade de la valoarea inițială la ce finală în mod liniar .

În primele 0,1 s cuplul electromagnetic dezvoltat de motorul asincron prezintă oscilații , după care crește liniar la valoarea finală determinată de valoarea cuplului rezistent .

Valorile amplitudinilor curentului statoric prin mașina reală cresc în timpul procesului tranzitoriu așa cum se poate observa din graficul funcției $i_a(t)$ prezentat anterior.

Cap.8. VERIFICĂRI EXPERIMENTALE. NORMELE REGISTRULUI NAVAL

Încercările experimentale au fost făcute pe o navă fluvială de medie putere, avînd în vedere motoarele de pe navă și generatoarele sincrone.

Cu ajutorul osciloscopului cu remanență s-au determinat curenții și tensiunile în regim tranzitoriu, iar pe baza modelului ortogonal s-au calculat aceste mărimi.

8.1. Conectarea la rețea a motoarelor asincrone

Normele de registru prevăd conectarea la rețea a motorului asincron de cea mai mare putere.

În cazul de față s-a conectat motorul asincron al pompei de balast care are datele menținute în capitolul anterior.

Conform normelor de registru s-au făcut 3 conectări la tensiunea nominală.

1. Conectare în gol

În figura 8.1 se dă curentul la conectarea în gol a motorului pompei de balast.

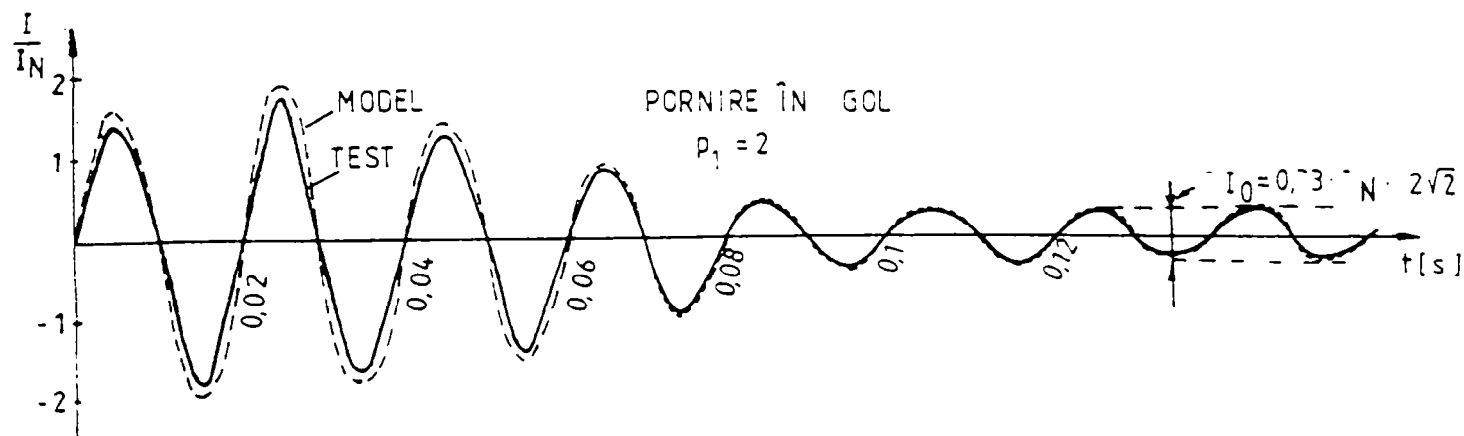


Fig.8.1 Curentul la pornire în gol.

Cu linie plină este reprezentată variația în timp a curentului măsurat cu osciloscopul cu remanență iar cu linie punctată este dată variația în timp a curentului calculat.

Diferențe sub 4% există între cele două curbe doar în primele patru perioade, după care curbele curentului se confundă. Șocul la cuplare este de $1,5 I_N$ sub limita de 6 cât prevede registrul naval român.

2. Conectare cu reversare – cazul (a)

Motorul asincron se rotește în gol la $n = -n/2$ și se conectează la tensiunea nominală (figura.8.2), alimentare în succesiune inversă.

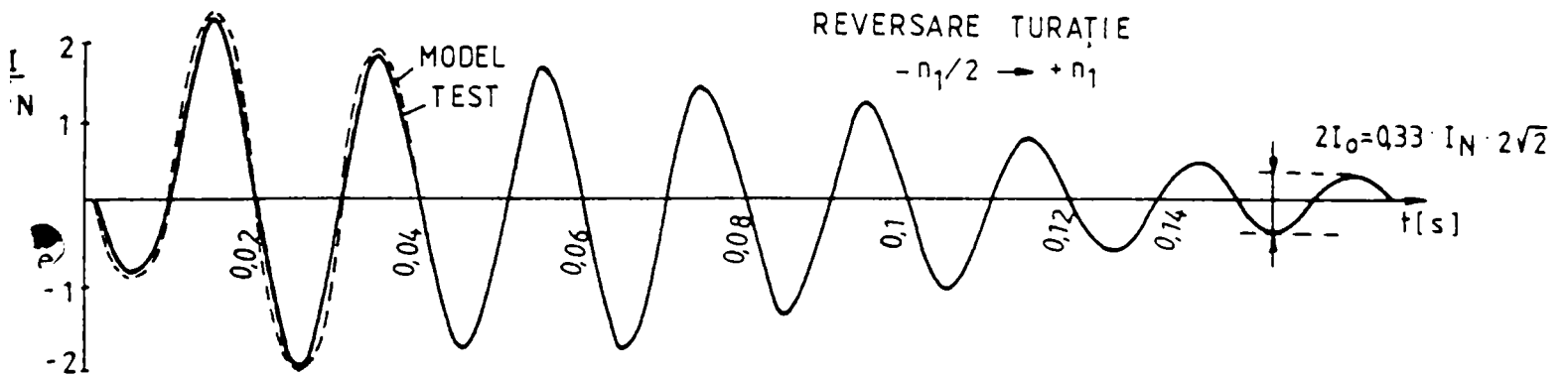


Fig.8.2 Conectarea motorului are loc la $n = -n1/2$

Șocul de curent este de $2,2 I_N$, deci sub limita stabilită de registrul naval.
Stabilizarea are loc după aproximativ 6-7 perioade de timp.

3. Conectare cu reversare – cazul (b)

Motorul se rotește în gol la $n = -n1$ și se conectează la tensiunea nominală (figura. 8.3) în succesiune inversă.

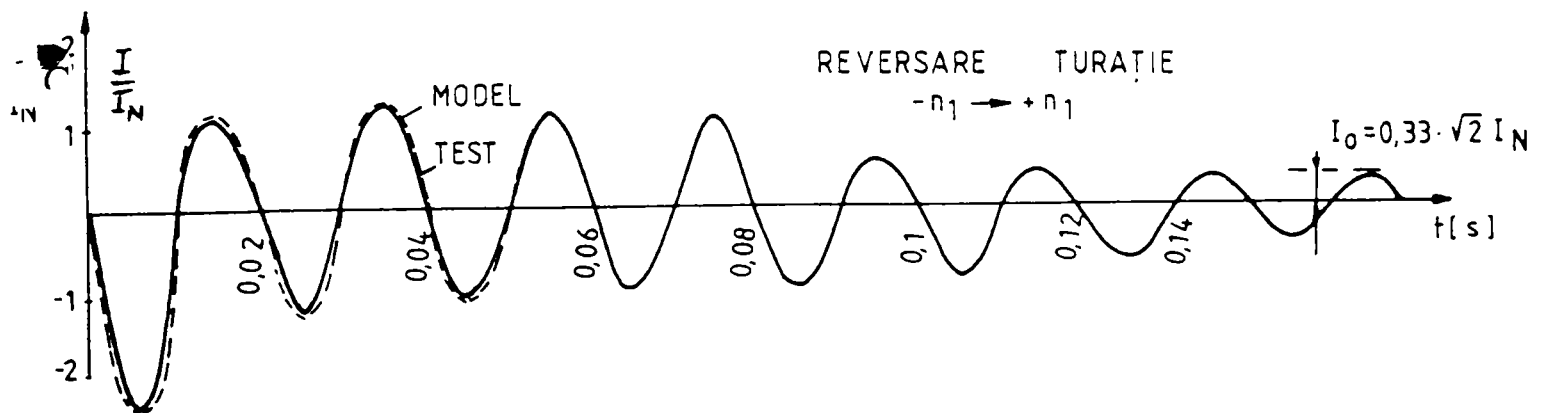


Fig.8.3. Conectarea motorului are loc la $n = -n1$

Șocul de curent la conectare este de $2,5 I_N$.

Stabilizarea are loc după șapte perioade de timp.

În toate cele trei cazuri intervalul de timp și șocul de curent nu depășesc limitele impuse de registrul naval român.

8.2 Scurtcircuitul la generatorul sincron

Pentru un generator sincron antrenat de un motor Diesel cu moment de inerție mare se poate considera turația constantă pe parcursul procesului tranzitoriu și deci frecvența nu se modifică ($f = 50 \text{ Hz}$).

Se prezintă, în continuare, cele două modalități de alimentare a înfășurării de excitație: la curent constant sau la tensiune constantă.

8.2.1 Influența tipului de alimentare a înfășurării de excitație

1. Alimentarea excitației la un curent de excitație constant

În acest caz sistemul de cinci ecuații se reduce la patru ecuații prin eliminarea ecuației circuitului de excitație.

Mentținerea curentului de excitație I_E la o valoare constantă se poate realiza prin înserierea în circuitul de excitație a unei inductanțe de valoare foarte mare sau folosind o sursă de curent constant. În acest caz generatorul sincron este definit de următorul sistem de ecuații diferențiale:

$$\begin{aligned} I_d(t) &\stackrel{\text{not}}{=} X(t) & I_q(t) &\stackrel{\text{not}}{=} Q(t) \\ I_q(t) &\stackrel{\text{not}}{=} Z(t) & I_D(t) &\stackrel{\text{not}}{=} W(t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} 1.6X + 0.079 \frac{dX}{dt} - 0.055 \frac{dW}{dt} - 21.038Z + 18.21Q &= 0 \\ 24.806X - 379.9 - 17.271W - 0.058 \frac{dQ}{dt} - 1.6Z + 0.067 \frac{dZ}{dt} &= 0 \\ -0.055 \frac{dX}{dt} - 7.95W + 0.067 \frac{dW}{dt} &= 0 \\ -0.058 \frac{dZ}{dt} - 30.22Q + 0.25 \frac{dQ}{dt} &= 0 \\ X(0) &= 0 \\ Z(0) &= 0 \\ W(0) &= 0 \\ Q(0) &= 0 \end{aligned}$$

Curenții prin coliviile de amortizare sunt dați în figurile 8.4 și 8.5

Laplace solution is :

$$Q(t) = .35113 \exp(-288.75t) - 2.3076 \exp(-152.52t) + 1.9565 \exp(-32.03t) \cos 305.3t + 4.7761 \exp(-32.03t) \sin 305.3t$$

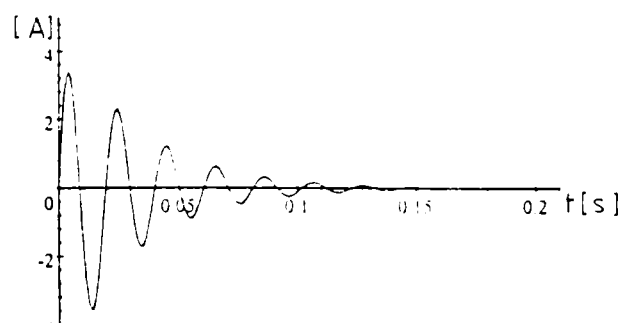


Fig.8.4 Variația curentului în colivia de amortizare după axa q.

$$W(t) = 18.35 \exp(-288.75t) - 249.07 \exp(-152.52t) - 18.101 \exp(-32.03t) \cos 305.3t + 15.331 \exp(-32.03t) \sin 305.3t$$

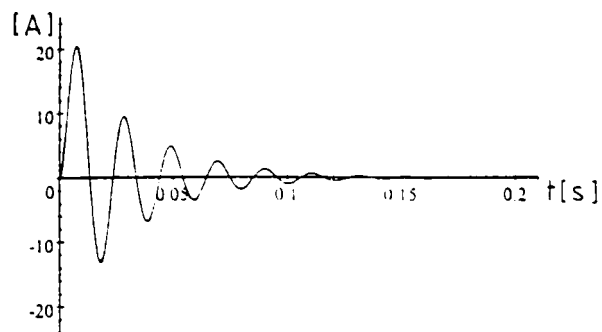


Fig.8.5 Variația curentului în colivia de amortizare după axa d.

Curenții prin înfășurările indusului după axa d și q sunt reprezentați în figurile 8.6 și 8.7

$$X(t) = 15.24 + 13.168 \exp(-288.75t) - 6.7362 \times 10^{-2} \exp(-152.52t) - 28.34 \exp(-32.03t) \cos 305.3t + 9.4467 \exp(-32.03t) \sin 305.3t$$

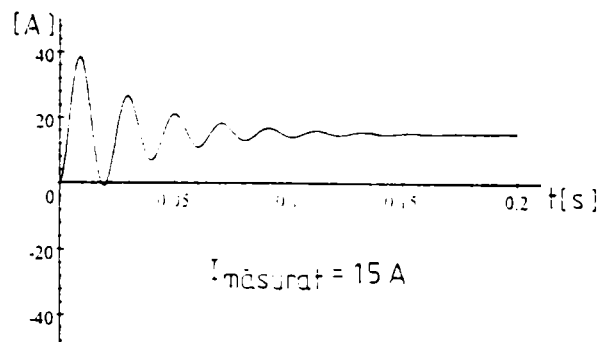


Fig.8.6 Variația curentului în înfășurarea statorică după axa d.

$$Z(t) = 1.1591 + .87988 \exp(-288.75t) - 2.0633 \exp(-152.52t) + \\ + 2.4325 \times 10^{-2} \exp(-32.03t) \cos 305.3t - 23.044 \exp(-32.03t) \sin 305.3t$$

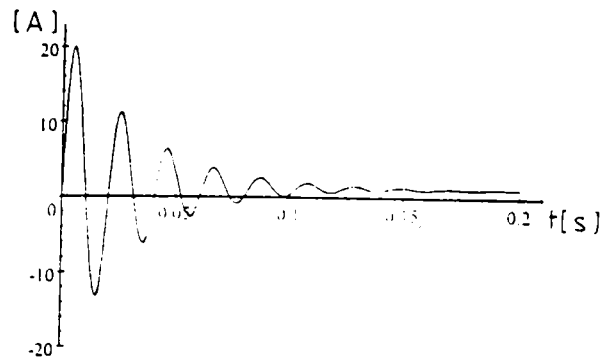


Fig.8.7 Variația curentului în înfășurarea statorică după axa q.

2. Alimentarea excitației la tensiune constantă

Este cazul cel mai întâlnit în exploatarea curentă .

Regimul tranzitoriu la scurtcircuit , în acest caz ,este definit de cinci ecuații în necunoscutele I_d , I_q , I_E , I_Q și I_D .

Scurtcircuitul la generatorul sincron

Funcțiile necunoscute sunt:

$$\begin{aligned} I_d(t) &= X(t) & I_Q(t) &= Q(t) \\ I_q(t) &= Z(t) & I_D(t) &= W(t) \\ I_E(t) &= U(t) \end{aligned}$$

Variabila independentă: t

Se cere soluția numerică a sistemului

$$-1.6X - 0.079 \frac{dX}{dt} + 21.038Z + 1.21 \frac{dZ}{dt} + 0.055 \frac{dW}{dt} - 18.212Q = 0$$

$$-24.806X + 379.94U + 17.27W + 0.058 \frac{dQ}{dt} - 1.6Z - 0.067 \frac{dZ}{dt} = 0$$

$$1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3U + 18.51 \frac{dU}{dt} + 0.621 \frac{dW}{dt} = 41.3$$

$$-0.055 \frac{dX}{dt} + 7.95W + 0.067 \frac{dW}{dt} + 0.621 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$-0.058 \frac{dZ}{dt} + 30.22Q + 0.25 \frac{dQ}{dt} = 0$$

$$X(0) = 0$$

$$Z(0) = 0$$

$$U(0) = 1$$

$$W(0) = 0$$

$$Q(0) = 0$$

Curenții I_Q și I_D prin coliviile de amortizare după cele două axe sunt dați în figurile 8.8 și 8.9.

$$Q(t) = 7.300275504 \times 10^{-2} \exp(-212.6004034t) - 2.100815618 \exp(-152.4095039t) + 2.026570775 \exp(-20.29537707t) \cos 312.106754t + 4.430227496 \exp(-20.29537707t) \sin 312.106754t + 1.242087118 \times 10^{-3} \exp(-1.118878794t)$$

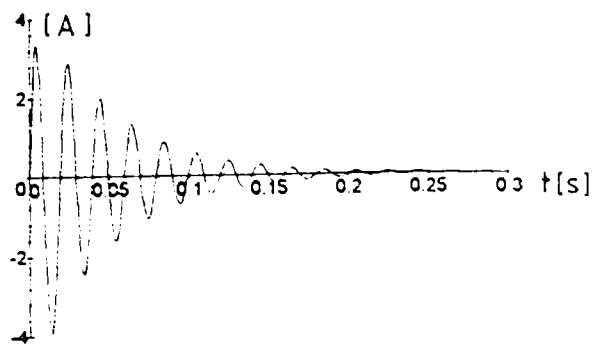


Fig.8.8 Variația curentului în colivia de amortizare după axa q.

$$W(t) = 14.59333037 \exp(-212.6004034t) - 3.204047308 \exp(-152.4095039t) - 14.28816202 \exp(-20.29537707t) \cos 312.106754t + 8.855138739 \exp(-20.29537707t) \sin 312.106754t + 1.523638382 \times 10^{-2} \exp(-1.118878794t)$$

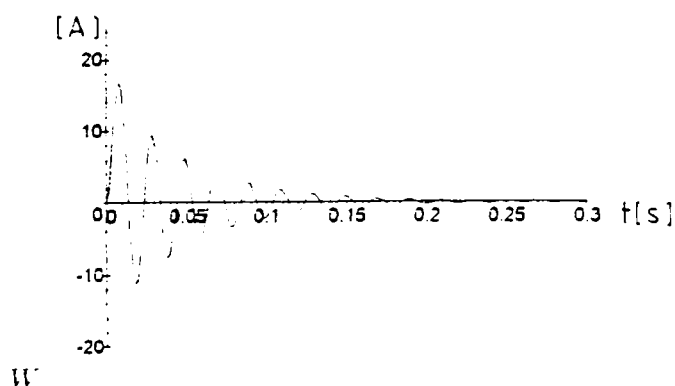


Fig.8.9 Variația curentului în colivia de amortizare după axa d.

Prin înfășurările statorice curenții I_d și I_q sunt reprezentați în figurile 8.10 și 8.11.

$$X(t) = 15.24168837 + 1.299486489 \exp(-212.6004034t) + 2.100275453 \times 10^{-2} \exp(-152.4095039t) - 9.015016732 \exp(-20.29537707t) \cos 312.106754t + 2.821625864 \exp(-20.29537707t) \sin 312.106754t - 7.547160881 \exp(-1.118878794t)$$

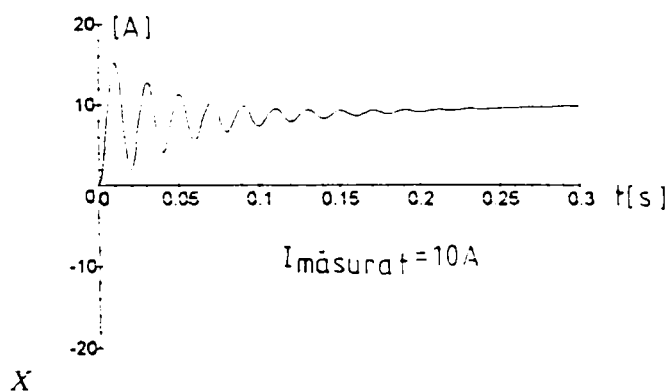


Fig.8.10 Variația curentului în înfășurarea statorică după axa d.

$$Z(t) = 1.159173912 + 1.135751157 \exp(-212.6001031t) - 1.87329011 \exp(-152.4095039t) + 1.151417924 \exp(-20.29537707t) \cos 312.106754t + 21.98583584 \exp(-20.29537707t) \sin 312.106754t - .5730559132 \exp(-1.118878794t)$$

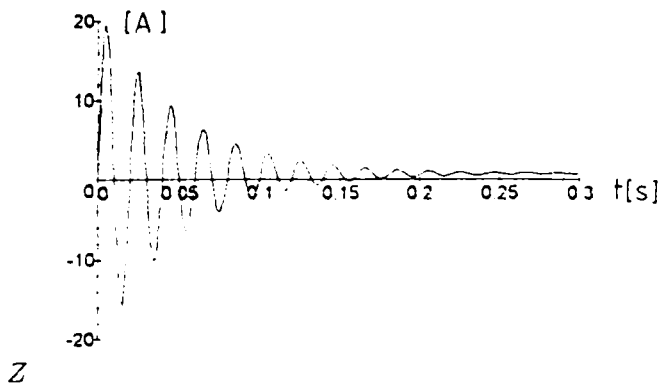


Fig.8.11 Variația curentului în înfășurarea statorică după axa q.

Variația curentului I_E prin înfășurarea de excitație E este dată în figura 8.12.

$$U(t) = 1.0 - .5806392473 \exp(-212.6004034t) + 9.515753758 \times 10^{-3} \exp(-152.4095039t) + 1.066864544 \exp(-20.29537707t) \cos 312.106754t - .3232743333 \exp(-20.29537707t) \sin 312.106754t - .4957410508 \exp(-1.118878794t)$$

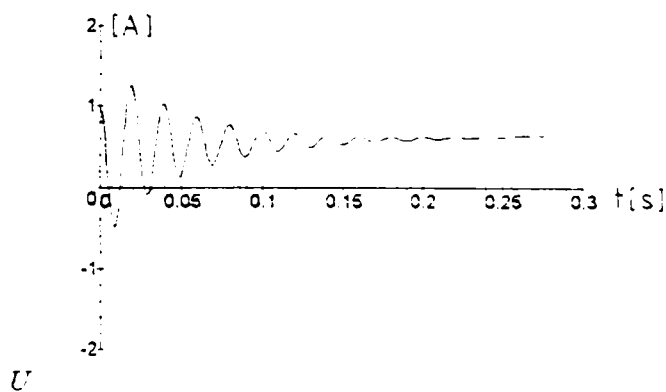


Fig.8.12 Variația curentului în înfășurarea de excitație.

Din analiza rezultatelor de mai sus rezultă următoarele precizări:

- 1) Stabilizarea curentului statoric din înfășurarea după axa d are loc după aproximativ 0,14 s în cazul (1) și după 0,17 s în cazul (2).
- 2) Stabilizarea curentului statoric din înfășurarea după axa q are loc după 0,18 s în cazul (1) și după 0,28 s în cazul (2).
- 3) Raportul valorilor maxime ale curentului I_{d1} din înfășurarea statorică în cazul (1) și respectiv I_{d2} în cazul (2) este:

$$I_{d1}/I_{d2} = 40/15 = 1,6 \quad (8.1)$$

4) Raportul valorilor maxime dintre curenții din înfășurarea statorică plasată în axa q, I_{q1} în cazul (1) și respectiv I_{q2} în cazul (2) este:

$$I_{q1}/I_{q2} = 20/20 = 1 \quad (8.2)$$

adică nu există diferențe între cele două cazuri.

5) Stingerea curenților I_D și I_Q din coliviile de amortizare are loc după 0,15s în cazul (1) și după 0,23s în cazul (2).

6) Curenții I_{Q1} și I_{Q2} (Q în figură) au aproximativ aceleași valori ale vârfurilor în timpul procesului tranzitoriu .

7) Curentul I_{D1} este de 1,2 mai mare decât curentul I_{D2} (W în figură).

8) În timpul procesului tranzitoriu (în ambele cazuri) cuplul electromagnetic are un maxim după aproximativ 0,01s de la apariția scurtcircuitului așa cum se observă din figura 8.13.

$$M_{GS}(t) = 0.0123X(t)Z(t) + 1.21Z(t)U(t) - 0.05878Q(t)X(t) + 0.0558W(t)Z(t)$$

$$M_{GS}(100) = 1.619914016$$

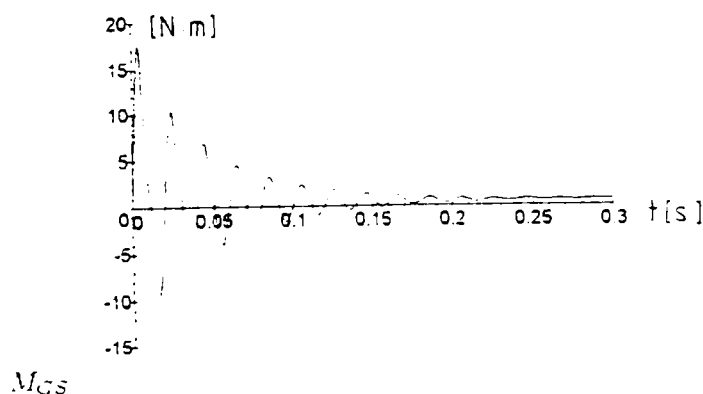


Fig.8.13 Variația cuplului electromagnetic la scurtcircuit.

Acest maxim al cuplului este de:

$$M_{\max} / M_{\text{scurt}} = 18/1,6 = 11,2 \quad (8.3)$$

și deci trebuie dimensionat lanțul cinematic avînd în vedere acest șoc de sarcină ce apare în timpul procesului tranzitoriu.

9) Valorile de regim staționar pentru curenții statorici , cum era și previzibil, nu sunt influențate de tipul alimentării excitației.

Tensiunile pe model U_d și U_q , sunt date în figurile 8.14 și 8.15.

$$\begin{aligned} U_d(t) &= -1,6X(t) - 0,079\frac{dX}{dt} + 21Z(t) + 0,62\frac{dU}{dt} + 0,055\frac{dW}{dt} - 18,21Q(t) \\ &= -0,99231X - 4,9472W + 0,50418U - 0,50418 + 13,01Z - 11,294Q \end{aligned}$$

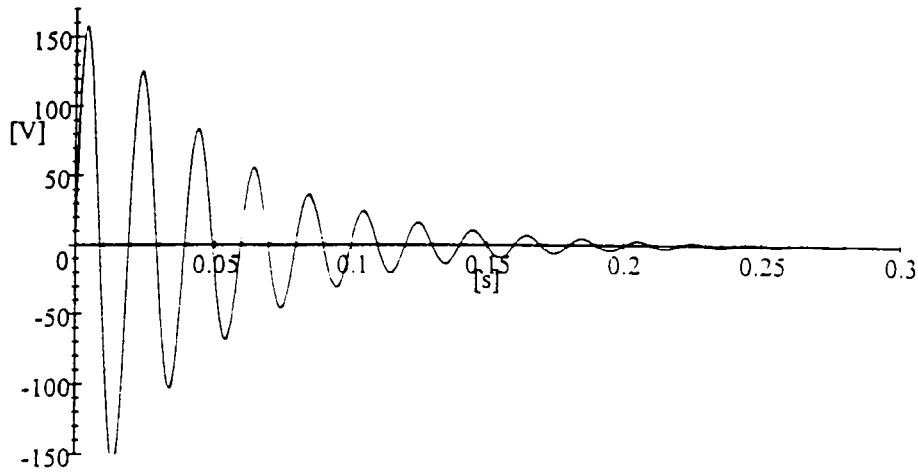


Fig.8.14 Variația tensiunii $u_d = f(t)$ la scurtcircuit.

$$\begin{aligned} U_q(t) &= -24,8X(t) - 1,6Z(t) - 0,067\frac{dZ}{dt} + 380U(t) + 17,27W(t) + 0,058\frac{dQ}{dt} \\ &= -4,9753X - 0,32131Z + 76,368U - 3,4685W - 7,011Q \end{aligned}$$

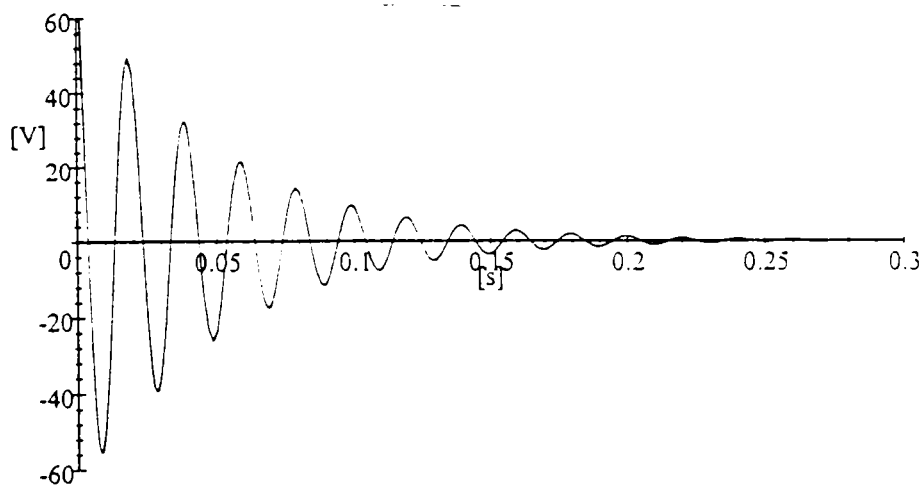


Fig.8.15 Variația tensiunii $u_q = f(t)$ la scurtcircuit.

Tensiunea pe fază la mașina reală este reprezentată în figura 8.16.

$$U_{faza}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} (U_d(t) \cos 314t - U_q(t) \sin 314t) =$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} [-0,992 X(t) - 4,9472W(t) + 0,504U(t) - 0,504 + 13,01Z(t) - 11,294Q(t)] \cos 314t$$

$$- \sqrt{\frac{2}{3}} [-4,975 X(t) - 0,321 Z(t) + 76,368U(t) + 3,468 W(t) - 7,011Q(t)] \sin 314t$$

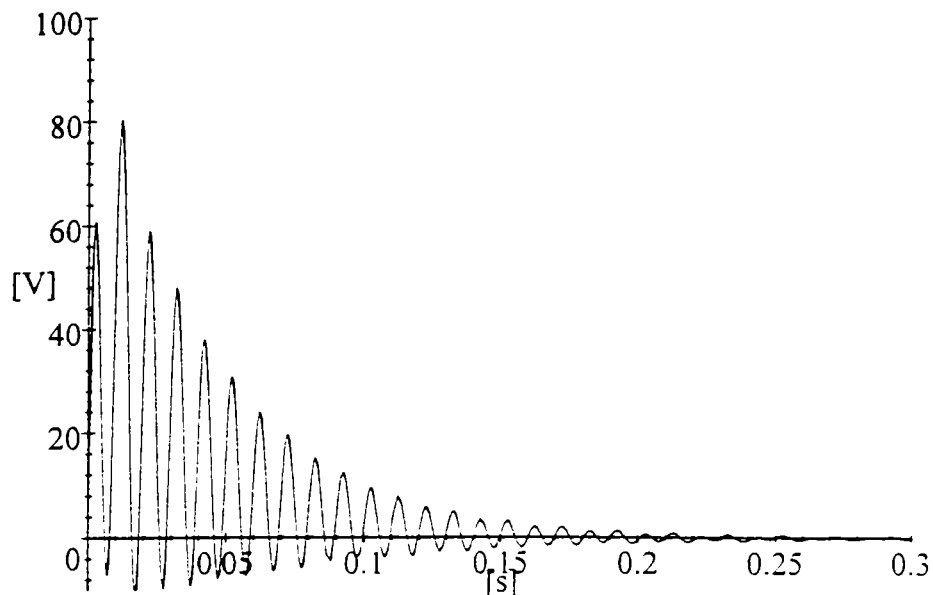


Fig.8.16 Variația tensiunii pe fază la scurtcircuit.

Variația curentului pe fază la mașina reală este în figura 8.17.

$$I(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} (I_d(t) \cos 314t - I_q(t) \sin 314t) =$$

$$= 12,445 \cos 314t + 1,061 (\cos 314t) \exp(-212,6t) +$$

$$+ 1,716 \times 10^{-2} (\cos 314t) \exp(-152,41t) -$$

$$- 7,360 (\cos 314t) \exp(-20,297t) \cos 312,11t +$$

$$+ 0,230 (\cos 314t) \exp(-20,297t) \sin 312,11t -$$

$$- 6,162 (\cos 314t) \exp(-1,118t) - 0,946 \sin 314t -$$

$$- 0,110 (\sin 314t) \exp(-212,6t) +$$

$$+ 1,529 (\sin 314t) \exp(-152,41t) -$$

$$- 0,939 (\sin 314t) \exp(-20,297t) \cos 312,11t -$$

$$- 17,951 (\sin 314t) \exp(-20,297t) \sin 312,11t +$$

$$+ 0,467 (\sin 314t) \exp(-1,118t).$$

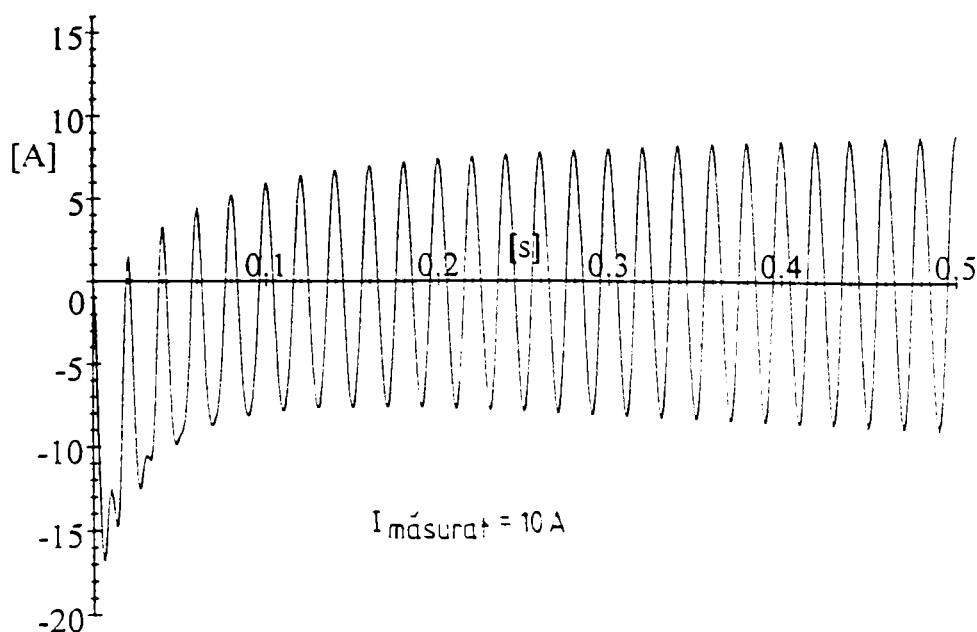


Fig.8.17 Variația curentului prin faza G.S. la scurtcircuit.

Precizări valabile ambelor moduri de alimentare a înfășurării de excitație:

- 1) După $t = 0,005$ s apare șocul maxim al curentului de scurtcircuit de 1,4 ori mai mare decât curentul de regim staționar.
- 2) Amortizarea procesului tranzitoriu apare după aproximativ 0,3s având în vedere variația curentului prin mașina reală.
- 3) Amortizarea procesului tranzitoriu din punct de vedere al tensiunii la bornele mașinii reale are loc după aproximativ 0,15s.

8.3. Conectarea inversă a generatorului sincron

În această situație curenții din coliviile de amortizare nu se mai amortizează în timp și ecuația matricială a generatorului sincron se scrie sub forma :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{1d} + L_d \cdot p & -\omega \cdot L_q & M_{Ed} \cdot p & M_{1d} \cdot p & -\omega \cdot M_{Qd} \\ \omega \cdot L_d & R_{1q} + L_q \cdot p & \omega \cdot M_{Eq} & \omega \cdot M_{1q} & M_{Qq} \cdot p \\ M_{Ed} \cdot p & 2\omega M_{Eq} & R_E + L_E \cdot p & M_{Ed} \cdot p & 0 \\ M_{1d} \cdot p & 2\omega M_{1q} & M_{Ed} \cdot p & R_D + L_D \cdot p & 0 \\ 2\omega M_{Qd} & M_{Qq} \cdot p & 0 & 0 & R_Q + L_Q \cdot p \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \pm I_d \\ \pm I_q \\ I_E \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (8.4)$$

Normele de registru prevăd și conectarea inversă a două generatoare astfel că cele două câmpuri magnetice învârtitoare sunt unul în sens direct, iar celălalt în sens invers.

În matricea parametrilor apar în plus cei trei termeni subliniați, (relația 8.4), corespunzători coliviilor de amortizare și a excitației.

Notațiile curenților variabili în timpul procesului tranzitoriu sunt date mai jos.

Două G.S. conectate invers

$$\text{Funcțiile necunoscute sunt: } \left. \begin{array}{l} ID'(t) = S(t) \\ IQ'(t) = I'(t) \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Colivia de} \\ \text{amortizare la G.S 1} \end{array}$$

$$\left. \begin{array}{ll} I_d(t) = X(t) & IQ(t) = Q(t) \\ I_q(t) = Z(t) & ID(t) = W(t) \\ IE(t) = U(t) & IE'(t) = R(t) \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{Colivia de} \\ \text{amortizare la GS2} \\ \text{excitația la GS1} \quad \text{excitația la GS2} \end{array}$$

Variabila independentă: t

Se cere soluția numerică a sistemului

$$-1.6X - 0.079 \frac{dX}{dt} + 21.038Z + 1.21 \frac{dU}{dt} + 0.055 \frac{dW}{dt} - 18.212Q - 1.6X -$$

$$-0.079 \frac{dX}{dt} + 21.038Z - 1.21 \frac{dR}{dt} - 0.055 \frac{dS}{dt} - 18.212P = 0$$

$$-24.806X + 379.94U + 17.27W + 0.058 \frac{dQ}{dt} - 1.6Z - 0.067 \frac{dZ}{dt} -$$

$$-24.806X + 379.94R + 17.27S - 0.058 \frac{dR}{dt} - 1.6Z - 0.067 \frac{dZ}{dt} = 0$$

$$1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3U + 18.51 \frac{dU}{dt} + 0.621 \frac{dW}{dt} + 759.88Z = 41.3$$

$$-0.055 \frac{dX}{dt} + 7.95W + 0.067 \frac{dW}{dt} + 0.621 \frac{dU}{dt} - 34.54Z = 0$$

$$-0.058 \frac{dZ}{dt} + 30.22Q + 0.25 \frac{dQ}{dt} - 36.424X = 0$$

$$-1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3R + 18.51 \frac{dR}{dt} + 0.621 \frac{dS}{dt} + 759.88Z = 41.3$$

$$0.055 \frac{dX}{dt} + 7.95S + 0.067 \frac{dS}{dt} + 0.621 \frac{dR}{dt} + 34.54Z = 0$$

$$0.058 \frac{dZ}{dt} + 30.22P + 0.25 \frac{dP}{dt} + 36.424X = 0$$

$$X(0) = 0$$

$$Z(0) = 0$$

$$U(0) = 1$$

$$W(0) = 0$$

$$Q(0) = 0$$

$$R(0) = 1$$

$$S(0) = 0$$

$$P(0) = 0$$

Soluțiile Laplace ale sistemului sunt:

$$U(t) = 4.478746097 \times 10^{-2} -$$

$$1.473424579 \exp(-201.6738432t) \cos 11.53800615t +$$

$$1.922972089 \exp(-201.6738432t) \sin 11.53800615t +$$

$$3.692114683 \times 10^{-3} \exp(-121.35155t) + 2.462559871 \exp(-23.72563055t) \cos 564.00025t$$

$$- 4624212549 \exp(-23.72563055t) \sin 564.00025t - 5.057396946 \times 10^{-2} \exp(-7.410759849t)$$

$$1.295910141 \times 10^{-2} \exp(-2.601831359t)$$

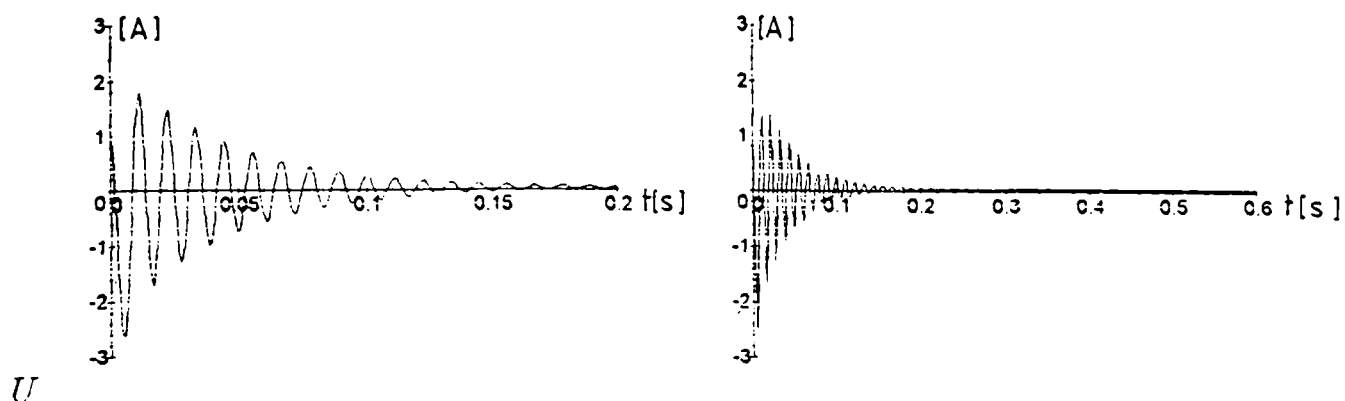


Fig.8.18 Variația curentului în înfășurarea de excitație la G.S.1.

Variațiile curentilor prin înfășurările statorice la cele două generatoare : I_d și I_q sunt reprezentate în figurile 8.19 și 8.20.

$$\begin{aligned}
 X(t) = & .682636523 + \\
 & 2.552576595 \exp(-201.6738432t) \cos 11.53800792t - \\
 & 5.298887279 \exp(-201.6738432t) \sin 11.53800792t - \\
 & 7.990651754 \times 10^{-4} \exp(-121.3515498t) - 5.208775699 \exp(-23.72563066t) \cos 564.000t \\
 & .8280999122 \exp(-23.72563066t) \sin 564.0002554t + \\
 & 2.009496874 \exp(-7.410759849t) - \\
 & 3.513522838 \times 10^{-2} \exp(-2.601831359t)
 \end{aligned}$$

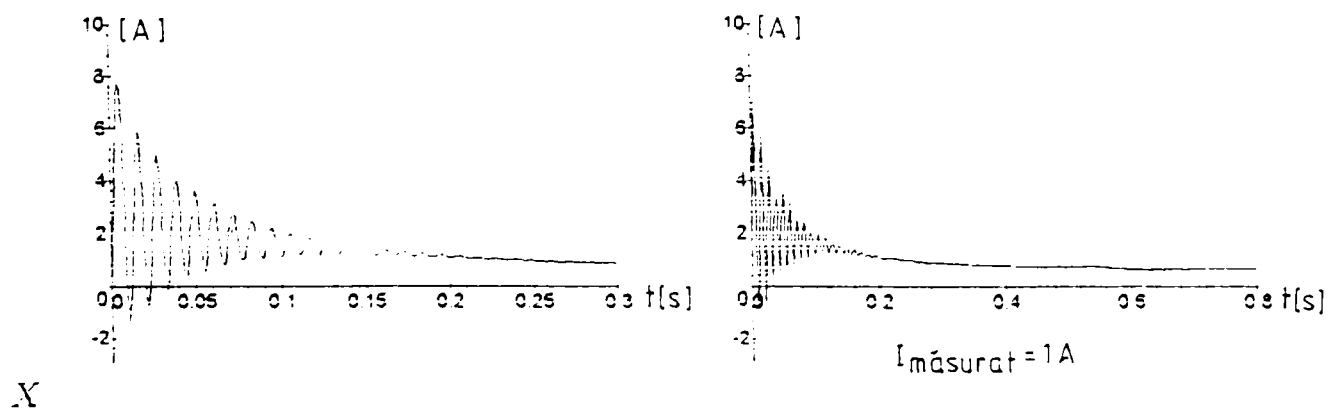
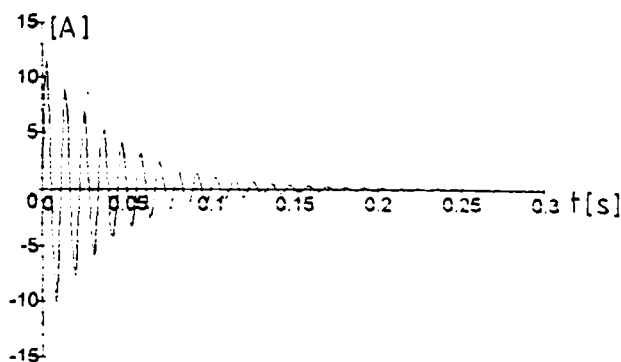


Fig.8.19 Variația curentului în înfășurarea statorică după axa d la G.S.1 și G.S.2.

$$\begin{aligned}
Z(t) = & 5.191645768 \times 10^{-2} - \\
& .3259333189 \exp(-201.6738432t) \cos 11.53800615t - \\
& .8558953616 \exp(-201.6738432t) \sin 11.53800615t - \\
& 7.270098366 \times 10^{-3} \exp(-121.35155t) + \\
& .264355116 \exp(-23.72563055t) \cos 564.0002554t + \\
& 12.49202421 \exp(-23.72563055t) \sin 564.0002554t + \\
& 1.695352474 \times 10^{-2} \exp(-7.410759849t) - 2.168119181 \times 10^{-5} \exp(-2.601831359t)
\end{aligned}$$



Z

Fig.8.20 Variația curentului în înfășurarea statortică după axa q la G.S.1 și G.S.2.

Așa cum se observă din cele două figuri, componenta I_d a curentului statoric are o valoare ce se stabilizează la aproximativ jumătate din valoarea nominală a curentului statoric, iar componenta I_q tinde spre zero.

Procesul tranzitoriu se termină după aproximativ 0.15s.

În timpul procesului tranzitoriu curenții prin înfășurările statorice ating valori de până la $3I_N$.

$$\begin{aligned}
R(t) = & 4.478746097 \times 10^{-2} + \\
& .5486820632 \exp(-201.6738432t) \cos 11.53800615t - \\
& 3.092979367 \exp(-201.6738432t) \sin 11.53800615t - \\
& 3.314353366 \times 10^{-3} \exp(-121.35155t) + .1158014784 \exp(-23.72563055t) \cos 564.0002554t + \\
& .267642293 \exp(-23.72563055t) \sin 564.0002554t + \\
& .3115816494 \exp(-7.410759849t) - \\
& 1.753829866 \times 10^{-2} \exp(-2.601831359t)
\end{aligned}$$

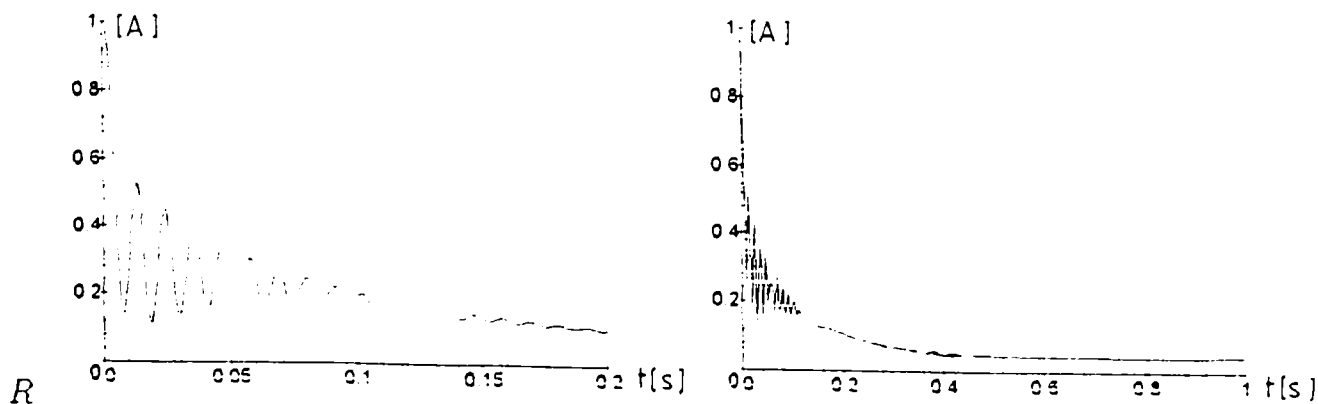


Fig.8.21 Variația curentului în înfășurarea de excitație la G.S.2.

Curentul prin înfășurarea de excitație se stabilizează sub valoarea inițială , așa cum se observă din figura 8.21 ,aceasta deoarece în înfășurarea de excitație tensiunea indusă de câmp invers se menține și în regim staționar și are sens opus tensiunii de la bornele excitației.

În coliviile de amortizare după axa d curenții se stabilizează la valori mici , (0,22 A) așa cum rezultă din figurile 8.22 și 8.23. Pentru acești curenți procesul tranzitoriu durează aproximativ 0,1 s. Șocurile de curent în timpul procesului tranzitoriu în coliviile după axa d sunt mai mari : 12 I_N.

$$W(t) = .2255590501 + 36.22900152 \exp(-201.673843t) \cos 11.53800381t - 51.39644741 \exp(-201.673843t) \sin 11.53800381t - .1797770853 \exp(-121.3515503t) - 36.21547525 \exp(-23.72563058t) \cos 564.0002554t + 12.44316465 \exp(-23.72563058t) \sin 564.0002554t - 6.255135809 \times 10^{-2} \exp(-7.410759845t) + 3.243127176 \times 10^{-3} \exp(-2.60183136t)$$

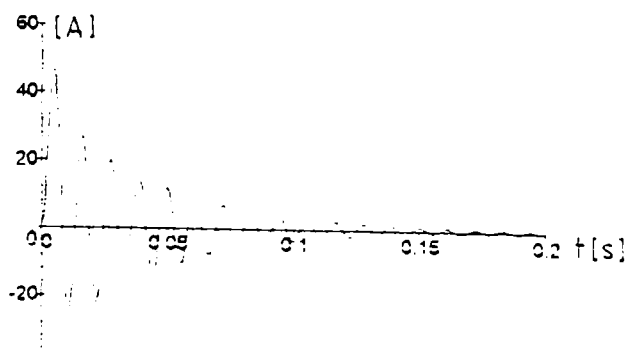


Fig.8.22 Variația curentului prin înfășurarea de amortizare după axa d la G.S.1.

$$S(t) = -.2255590501 - 13.52588703 \exp(-201.6738432t) \cos 11.53800792t + 75.7766463 \exp(-201.6738432t) \sin 11.53800792t + 2.210916085 \times 10^{-2} \exp(-121.3515198t) + 13.50982314 \exp(-23.72563066t) \cos 564.0002554t + 5.810760031 \exp(-23.72563066t) \sin 564.0002554t + .2237081393 \exp(-7.410759849t) - 4.194655747 \times 10^{-3} \exp(-2.601831359t)$$

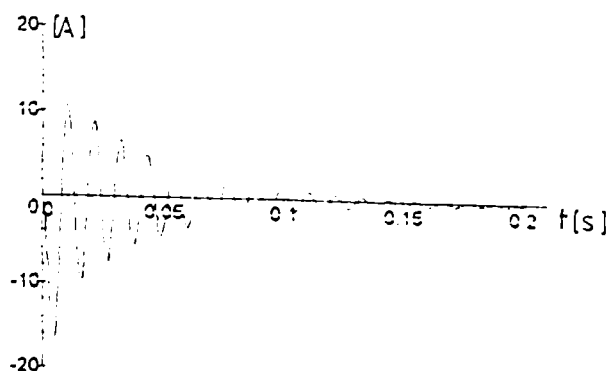


Fig.8.23 Variația curentului prin înfășurarea de amortizare după axa d la G.S.2

În colivile de amortizare la cele două generatoare sincrone ,după axele transversale,curenții se stabilizează la aproximativ 20% din I_N .(figurile 8.24 și 8.25)

$$Q(t) = .8227780516 -$$

$$3.401814197 \exp(-201.6738432t) \cos 11.53800615t +$$

$$9.534867283 \exp(-201.6738432t) \sin 11.53800615t -$$

$$.1871665639 \exp(-121.35155t) +$$

$$.2295188641 \exp(-23.72563055t) \cos 564.0002554t +$$

$$1.510470021 \exp(-23.72563055t) \sin 564.0002554t +$$

$$2.579963592 \exp(-7.410759849t) -$$

$$4.327974632 \times 10^{-2} \exp(-2.601831359t)$$

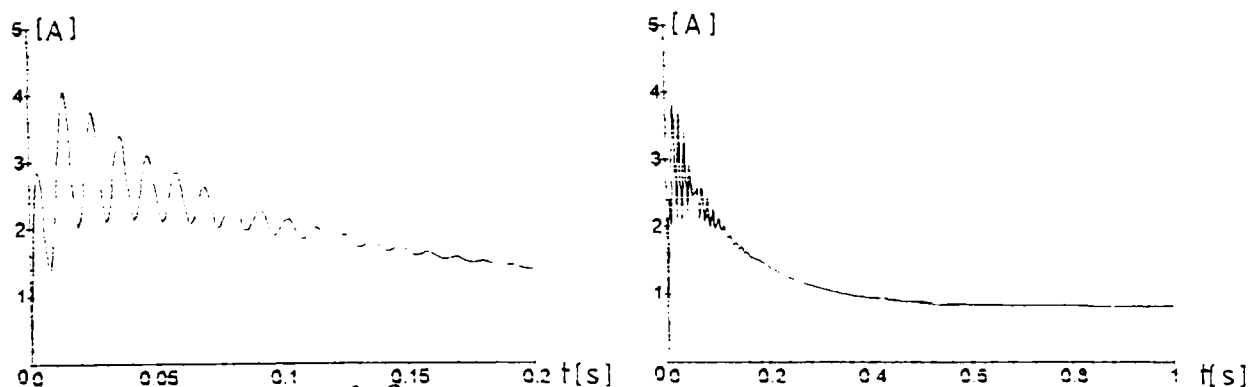


Fig.8.24 Variația curentului prin înfășurarea de amortizare după axa q la G.S.1

$$\tilde{P}(t) = -.8227780516 +$$

$$3.401814197 \exp(-201.6738432t) \cos 11.53800615t -$$

$$9.534867283 \exp(-201.6738432t) \sin 11.53800615t +$$

$$.1871665639 \exp(-121.35155t) -$$

$$.2295188641 \exp(-23.72563055t) \cos 564.0002554t -$$

$$1.510470021 \exp(-23.72563055t) \sin 564.0002554t -$$

$$2.579963592 \exp(-7.410759849t) +$$

$$4.327974632 \times 10^{-2} \exp(-2.601831359t)$$

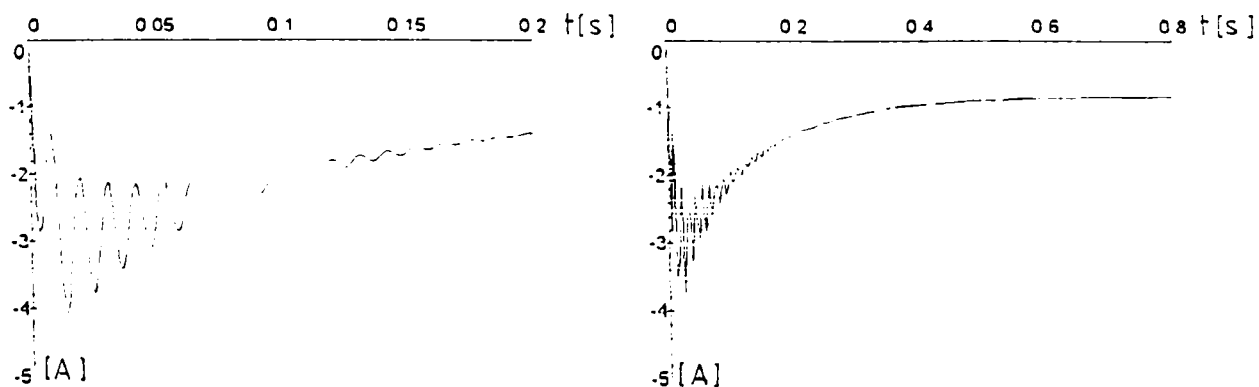


Fig.8.25 Variația curentului prin înfășurarea de amortizare după axa q la G.S.2

Șocurile de curenți în timpul procesului tranzitoriu în coliviile după axa q nu sunt mari (sub I_N).

Procesul tranzitoriu pentru acești curenți durează aproximativ 0,2s

Cuplul electromagnetic, la cele două G.S., are oscilații mari în primele 0,1s (figura 8.26)

$$M_{GS}(t) = 0.0123X(t)Z(t) + 1.21Z(t)U(t) - 0.05878Q(t)X(t) + 0.0558W(t)Z(t)$$

$$M_{GS}(1) = -2.891942086 \times 10^{-2}$$

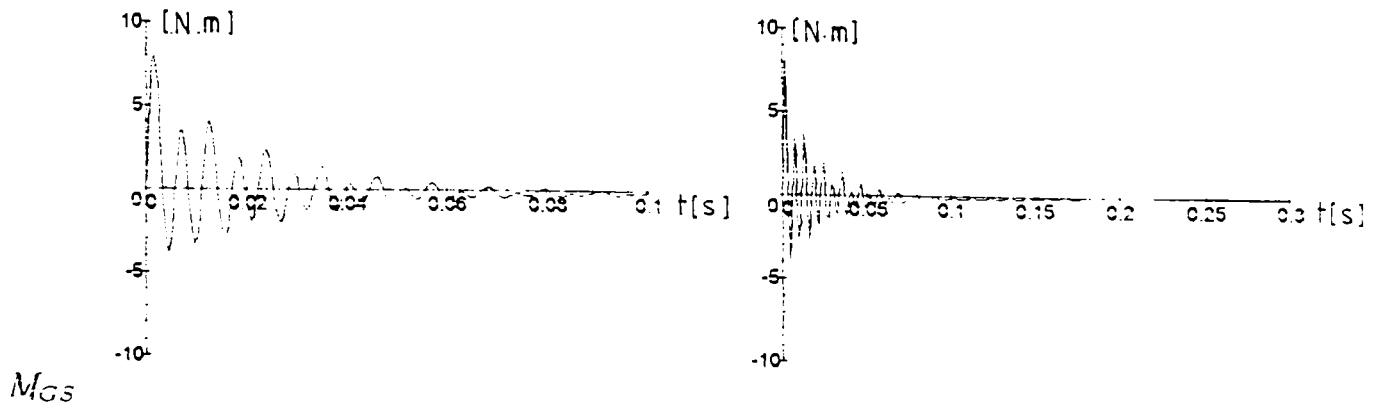


Fig.8.26 Variația cuplului electromagnetic al G.S.1 și G.S.2.

Concluzii :

- 1) În timpul procesului tranzitoriu șocurile cele mai mari le are curentul prin colivia de amortizare după axa d.
- 2) După stingerea procesului tranzitoriu acest curent are valori mici.
- 3) Curentul prin colivia de amortizare după axa q nu prezintă șocuri în timpul procesului tranzitoriu.
- 4) Curentul prin colivia de amortizare după axa q se stabilizează la valori comparabile cu I_N .
- 5) Curenții prin înfășurările statorice după trecerea șocurilor de $2 \div 3 I_N$ se stabilizează sub valoarea nominală.

8.4.Ponderea înfășurărilor de amortizare.

La G.S. la care procesele tranzitorii au o pondere importantă în timpul funcționării, înfășurările de amortizare se plasează pe ambele axe.

G.S. fără înfășurări de amortizare se construiesc rar și în general nu pentru navele maritime sau fluviale.

În cele ce urmează se analizează influența înfășurărilor de amortizare în timpul proceselor tranzitorii la G.S.

Se are în vedere unul din cele mai dure procese tranzitorii: scurcircuitul.

8.4.1. Scurcircuitul la G.S. fără înfășurări de amortizare

În aceasta variantă G.S. este caracterizat , în timpul procesului tranzitoriu , prin cele trei ecuații diferențiale date mai jos.

Funcțiile necunoscute sunt:

$$\begin{aligned} I_d(t) &= X(t) \\ I_q(t) &= Z(t) \\ U(t) &= U(t) \end{aligned}$$

Variabila independentă: t

Se cere soluția numerică a sistemului

$$-1.6X - 0.079 \frac{dX}{dt} + 21.038Z + 1.21 \frac{dU}{dt} = 0$$

$$-24.806X + 379.94U - 1.6Z - 0.067 \frac{dZ}{dt} = 0$$

$$1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3U + 18.51 \frac{dU}{dt} = 41.3$$

$$X(0) = 0$$

$$Z(0) = 0$$

$$U(0) = 1$$

Variația curentului I_d este în figura 8.27.

$$X(t) = 15.24168837 - 7.631081683 \exp(-16.99915654t) \cos 313.9425421t - 4.402939531 \exp(-16.99915654t) \sin 313.9425421t - 7.610606684 \exp(-1.117525997t)$$

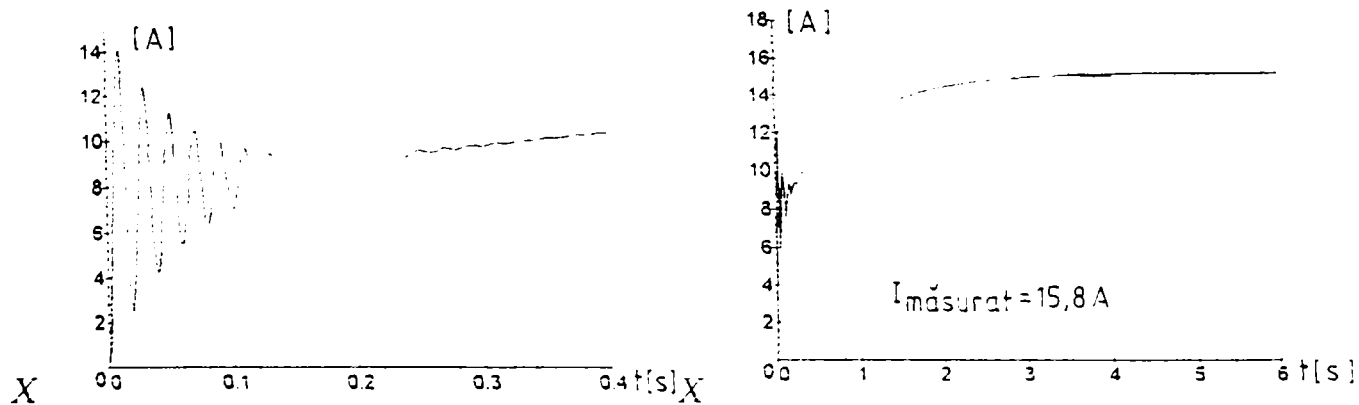


Fig.8.27 Variația curentului prin înfășurarea statortică după axa d – G.S. fără înfășurări de amortizare.

Șocul de curent atinge valoarea de $3I_N$ în timpul procesului tranzitoriu care durează aproximativ 0,12 s. Valoarea de regim staționar a lui I_d este egală cu valoarea șocului : $3I_N$.

Variația curentului I_q se poate vedea în figura 8.28.

$$Z(t) = 1.159173942 - .5802161876 \exp(-16.99915654t) \cos 313.9425421t + 18.02952873 \exp(-16.99915654t) \sin 313.9425421t - .5789577541 \exp(-1.117525997t)$$

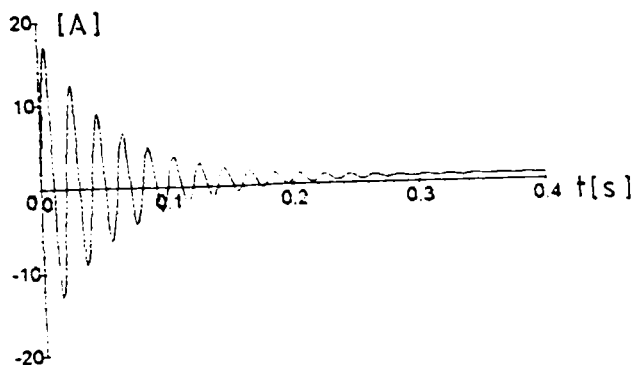


Fig.8.28 Variația curentului prin înfășurarea statortică după axa q – G.S. fără înfășurări de amortizare.

Cu toate că valoarea de șoc a curentului I_q este mai mare ($4I_N$) ca și a curentului I_d , în regim staționar acest curent tinde spre valori mai mici (de 5 ori mai mici decât I_N).

Curentul I_E prin înfășurarea de excitație se stabilizează la valoarea inițială după aproximativ 0,2 s (figura 8.29).

Soluțiile Laplace ale sistemului sunt:

$$U(t) = 1.0 + .4992148572 \exp(-16.99915654t) \cos 313.9425421t + 2.525413049 \times 10^{-2} \exp(-16.99915654t) \sin 313.9425421t - .4992148572 \exp(-1.117525997t)$$

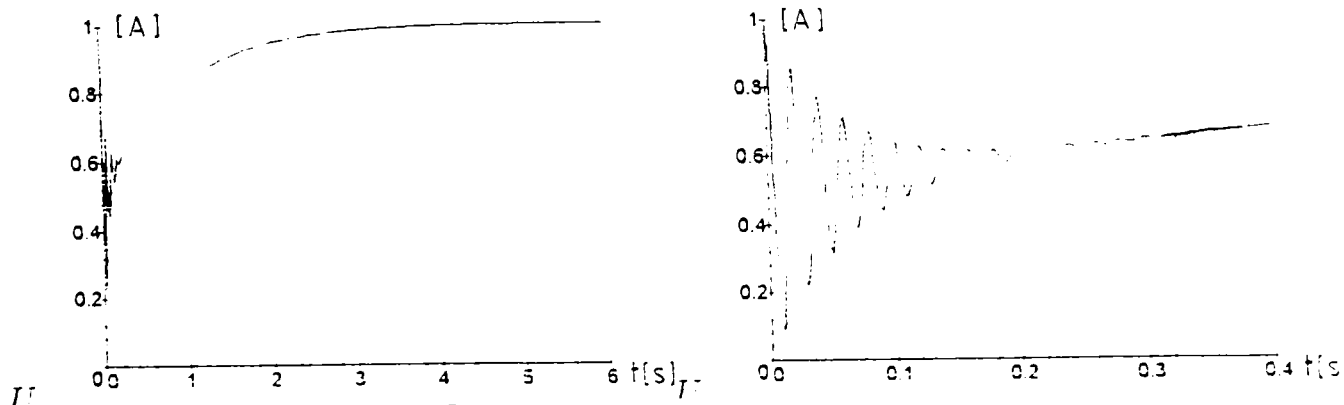


Fig.8.29 Variația curentului în înfășurarea de excitație - G.S. fără înfășurări de amortizare.

În timpul procesului tranzitoriu acest curent nu prezintă șocuri semnificative, oscilațiile lui fiind sub valoarea nominală.

8.4.2. Scurtcircuitul la G.S. cu înfășurare de amortizare după axa q

Funcționarea G.S. în această variantă este caracterizată de 4 ecuații diferențiale:

Scurtcircuitul la generatorul sincron cu înfășurare de amortizare după axa

q

Funcțiile necunoscute sunt:

$$\begin{aligned} I_d(t) &= X(t) & I_Q(t) &= Q(t) \\ I_q(t) &= Z(t) \\ I E(t) &= U(t) \end{aligned}$$

Variabila independentă: t

Se cere soluția numerică a sistemului

$$-1.6X - 0.079 \frac{dX}{dt} + 21.038Z + 1.21 \frac{dU}{dt} - 18.212Q = 0$$

$$-24.806X + 379.94U + 0.058 \frac{dQ}{dt} - 1.6Z - 0.067 \frac{dZ}{dt} = 0$$

$$1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3U + 18.51 \frac{dU}{dt} = 41.3$$

$$-0.058 \frac{dZ}{dt} + 30.22Q + 0.25 \frac{dQ}{dt} = 0$$

$$X(0) = 0$$

$$Z(0) = 0$$

$$U(0) = 1$$

$$Q(0) = 0$$

Curentul I_d are oscilații în timpul procesului tranzitoriu, oscilații însă care au amplitudinea sub valoarea curentului din regim staționar (figura 8.30).

$$\begin{aligned} X(t) &= 15.24168837 + \\ &4.742562043 \times 10^{-2} \exp(-152.3715161t) - \\ &7.678441797 \exp(-19.44310102t) \cos 312.6482789t - \\ &.4816002557 \exp(-19.44310102t) \sin 312.6482789t - \\ &7.610672193 \exp(-1.117520901t) \end{aligned}$$

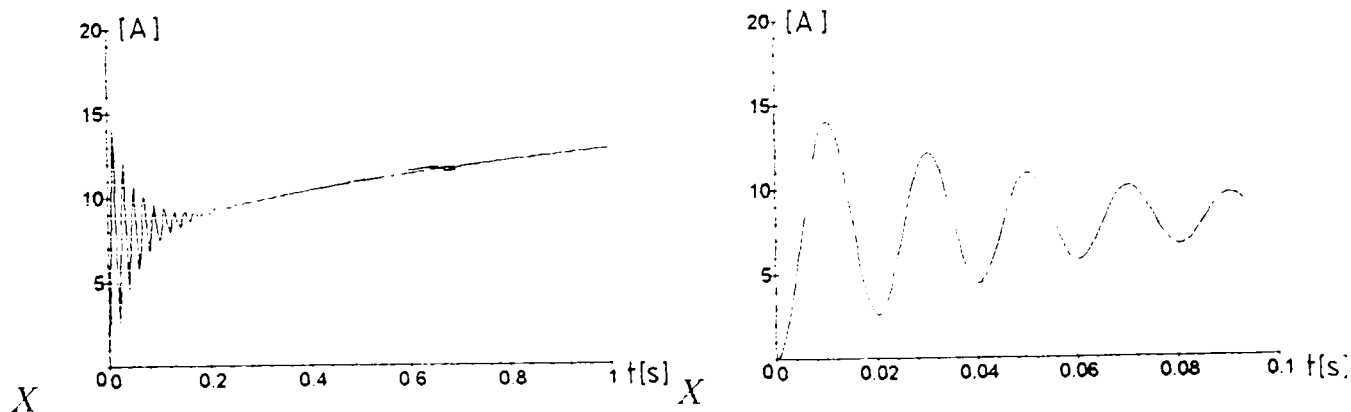


Fig.8.30. Variația curentului prin înfășurarea statorică după axa d.

Aceste oscilații se amortizează după aproximativ 0,2 s.

Variația curentului I_q în timpul procesului tranzitoriu este dată în figura 8.31.

$$\begin{aligned}
 Z(t) = & 1.159173942 - \\
 & 1.808457794 \exp(-152.3715161t) + \\
 & 1.227163333 \exp(-19.44310102t) \cos 312.6482789t + \\
 & 21.88882358 \exp(-19.44310102t) \sin 312.6482789t - \\
 & .5778794815 \exp(-1.117520901t)
 \end{aligned}$$

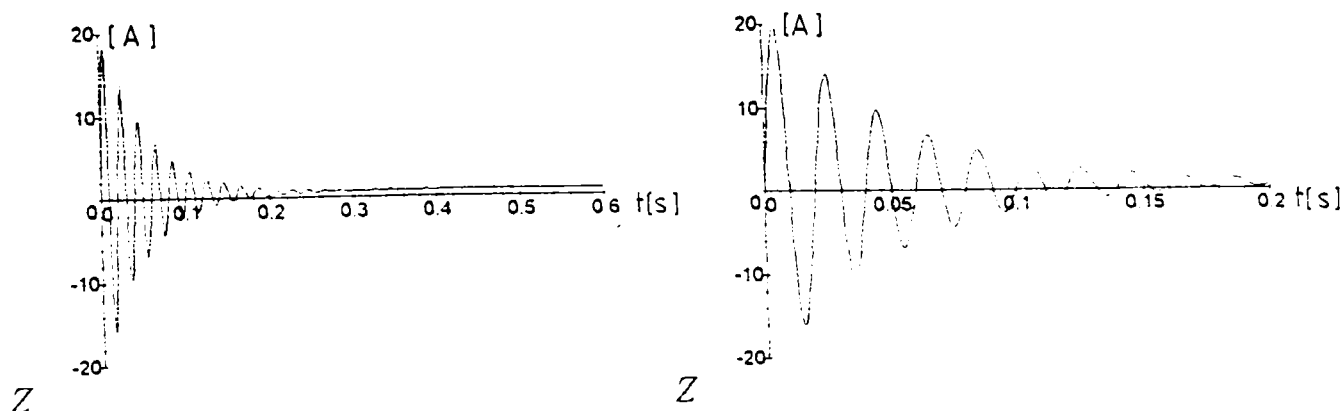


Fig.8.31 Variația curentului prin înfășurarea statortică după axa q – G.S. cu înfășurare de amortizare după axa q.

Șocul de curent în timpul procesului tranzitoriu depășește valoarea maximă ce o avea I_d . Acest șoc atinge valoarea de $4I_N$. Procesul tranzitoriu se stinge tot după aproximativ 0,2 s.

Curentul I_Q , prin colivia de amortizare după axa q, prezintă un maxim în timpul procesului tranzitoriu de valoare comparabilă cu I_N . (figura 8.32).

$$\begin{aligned}
 Q(t) = & -2.030049285 \exp(-152.3715161t) + \\
 & 2.028798277 \exp(-19.44310102t) \cos 312.6482789t + \\
 & 4.402270218 \exp(-19.44310102t) \sin 312.6482789t + \\
 & 1.251008142 \times 10^{-3} \exp(-1.117520901t)
 \end{aligned}$$

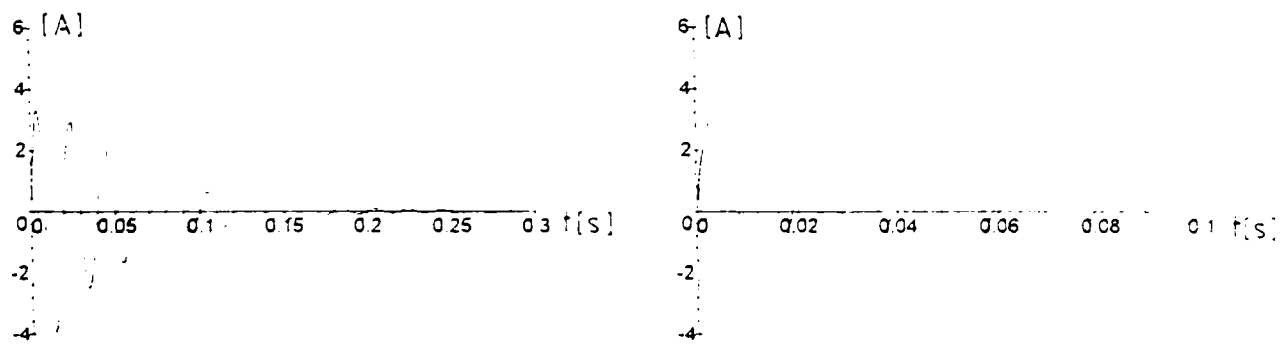


Fig.8.32 Variația curentului prin înfășurarea de amortizare după axa q – G.S. cu înfășurare de amortizare după axa q.

Procesul tranzitoriu, avînd în vedere acest curent, se termină după aproximativ 0,15 s.

Curentul I_E , prin înfășurarea de excitație, oscilează în primele 0,2 s dar nu ia valori peste valoarea inițială. (figura 8.33).

Soluțiile Laplace ale sistemului sunt:

$$U(t) = 1.0 - 3.146288509 \times 10^{-3} \exp(-152.3715161t) + \\ .5023608816 \exp(-19.44310102t) \cos 312.6482789t + \\ 2.792328141 \times 10^{-2} \exp(-19.44310102t) \sin 312.6482789t - \\ .499214593 \exp(-1.117520901t)$$

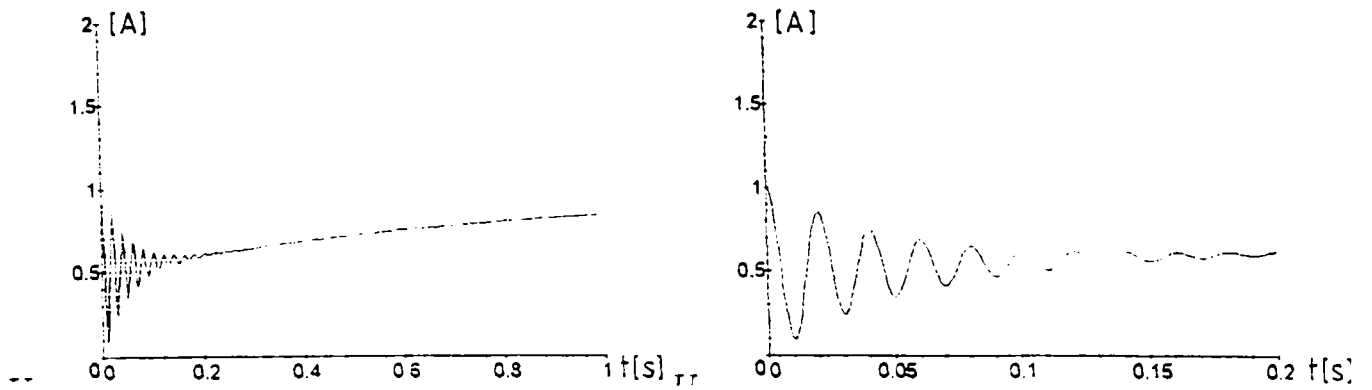


Fig.8.33 Variația curentului prin înfășurarea de excitație – G.S. cu înfășurare de amortizare după axa q.

Cuplul electromagnetic în timpul procesului tranzitoriu oscilează pronunțat în primele 0,15 s, așa cum se observă din figura 8.34.

$$M_{GS}(t) = 0.0123X(t)Z(t) + 1.21Z(t)U(t) - 0.0587SQ(t)X(t)$$

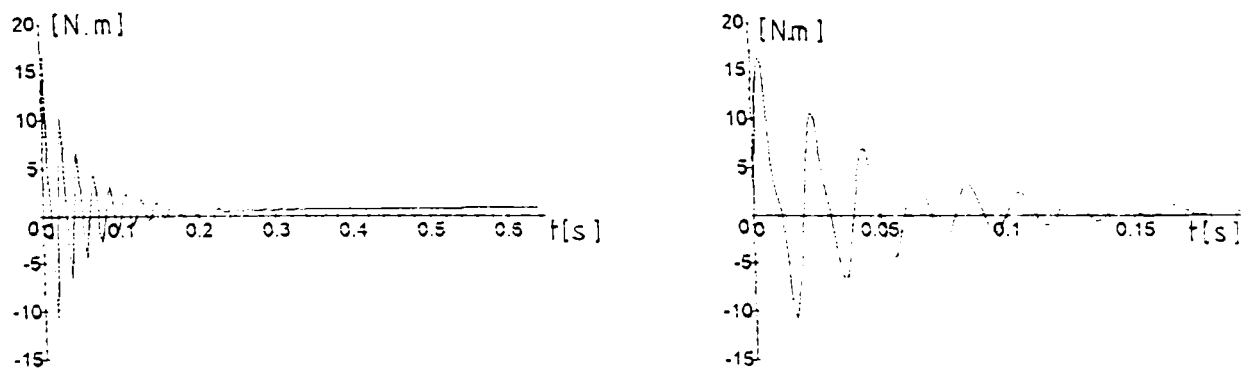


Fig.8.34 Variația cuplului electromagnetic la scurtcircuit- G.S. cu înfășurare de amortizare după axa q.

Valoarea maximă a cuplului în timpul procesului tranzitoriu nu depășește valoarea de regim nominal.

Este însă important de precizat că oscilațiile pronunțate ale cuplului în primele 0,2 s ale procesului tranzitoriu pot cauza probleme mecanice importante datorită solicitărilor dinamice la care este supus lanțul cinematic G.S.- motor Diesel.

8.4.3. Scurcircuitul la G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d

Și în această situație funcționarea G.S. în timpul procesului tranzitoriu este caracterizată de 4 ecuații diferențiale în necunoscutele I_d , I_q , I_E , I_D .

Variabila independentă: t

Se cere soluția numerică a sistemului

$$-1.6X - 0.079 \frac{dX}{dt} + 21.038Z + 1.21 \frac{dZ}{dt} + 0.055 \frac{dW}{dt} = 0$$

$$-24.806X + 379.94U + 17.27W - 1.6Z - 0.067 \frac{dZ}{dt} = 0$$

$$1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3U + 18.51 \frac{dU}{dt} + 0.621 \frac{dW}{dt} = 41.3$$

$$-0.055 \frac{dX}{dt} + 7.95W + 0.067 \frac{dW}{dt} + 0.621 \frac{dZ}{dt} = 0$$

$$X(0) = 0$$

$$Z(0) = 0$$

$$U(0) = 1$$

$$W(0) = 0$$

Curentul \dot{I}_d , în timpul procesului tranzitoriu are un șoc de valoarea lui $3I_N$, șoc mai mare decât valoarea de regim staționar. După 0,1 s se stabilizează la $2I_N$ (figura 8.35).

$$X(t) = 15.24168837 + 1.259827122 \exp(-212.6552027t) - 8.954420148 \exp(-17.84302663180879574 \exp(-17.84302685t) \sin 313.4054823t - 7.547095341 \exp(-1.118883861t)$$

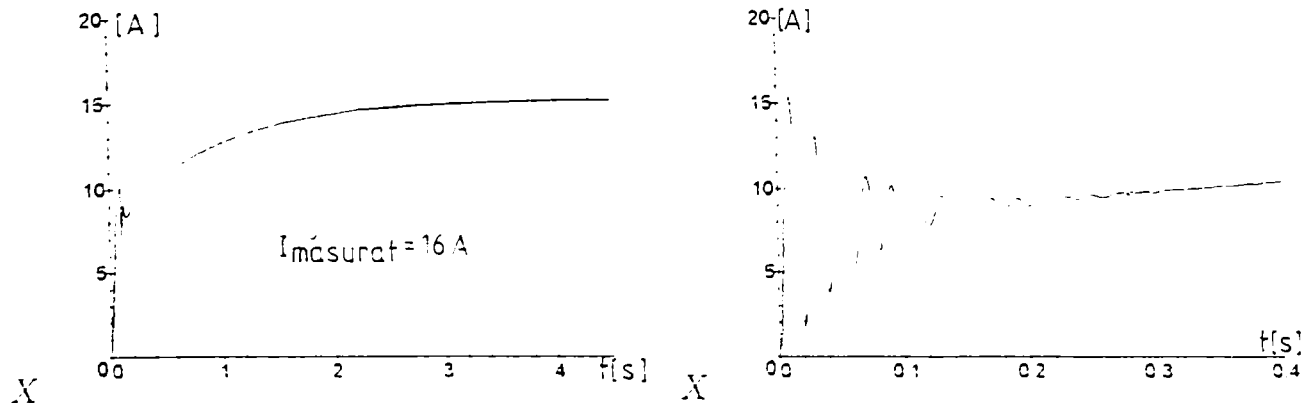


Fig.8.35 Variația curentului prin înfășurarea statortică după axa d – G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d.

Variația curentului I_q se observă în figura 8.36.

În timpul procesului procesului tranzitoriu și acest curent prezintă un șoc de valoare $3I_N$, după care se stabilizează la valori foarte mici ($I_N/5$).

$$Z(t) = 1.159173942 + 6.809016718 \times 10^{-2} \exp(-212.6552027t) - 6.531376492 \exp(-17.818.1009267 \exp(-17.84302685t)) \sin 313.4054823t - 5.741264598 \exp(-1.118883861t)$$

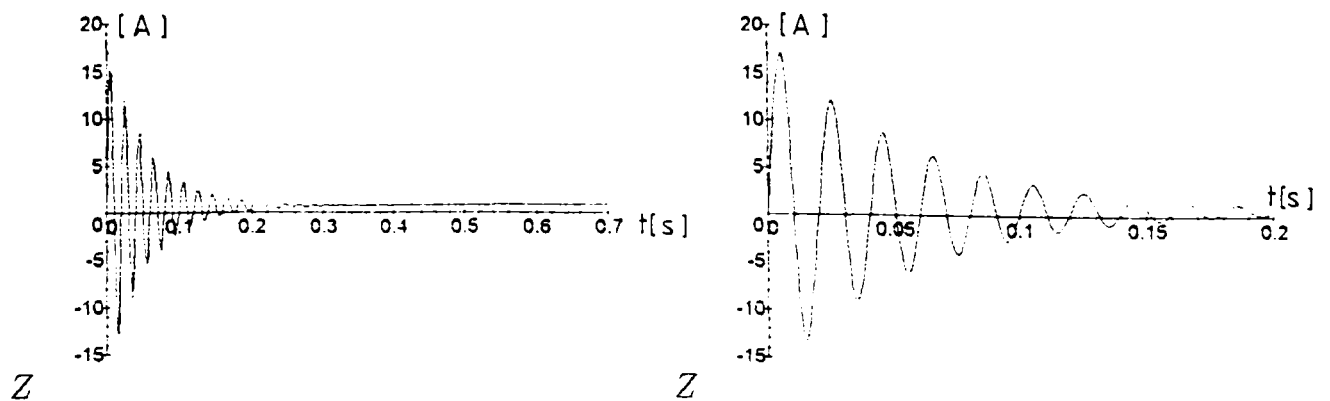


Fig. 8. Fig. 8.36 Variația curentului prin înfășurarea statorică după axa q – G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d.

Curentul prin colivia de amortizare după axa d prezintă un șoc de valoare $3I_N$ în primele 0,1s (figura 8.37).

$$W(t) = 14.1319152 \exp(-212.6552027t) - 14.14715112 \exp(-17.84302685t) \cos 313.4054823t + 8.783555158 \exp(-17.84302685t) \sin 313.4054823t + 1.523592289 \times 10^{-2} \exp(-1.118883861t)$$

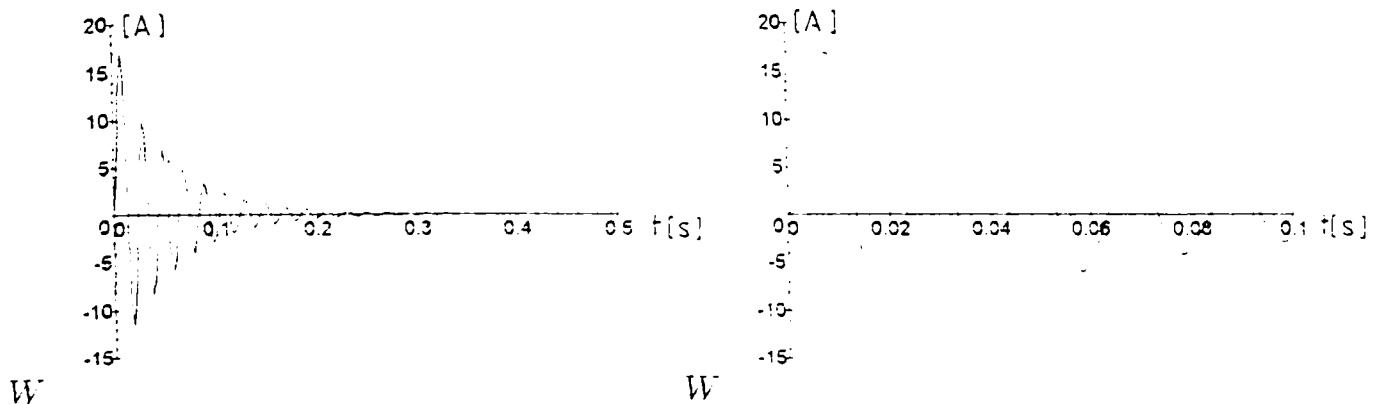


Fig. 8.37 Variația curentului prin înfășurarea de amortizare după axa d – G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d.

După 0,2 s acest curent devine aproape nul .

Prin înfășurarea de excitație curentul I_E prezintă oscilații în primele 0,15s , așa cum se poate observa din figura 8.38.

$$U(t) = 1.0 - 0.5623732732 \exp(-212.6552027t) + 1.058114533 \exp(-17.84302685t) \cos 313.4054823t - 0.4957412599 \exp(-17.84302685t) \sin 313.4054823t - 0.4957412599 \exp(-1.118883861t)$$

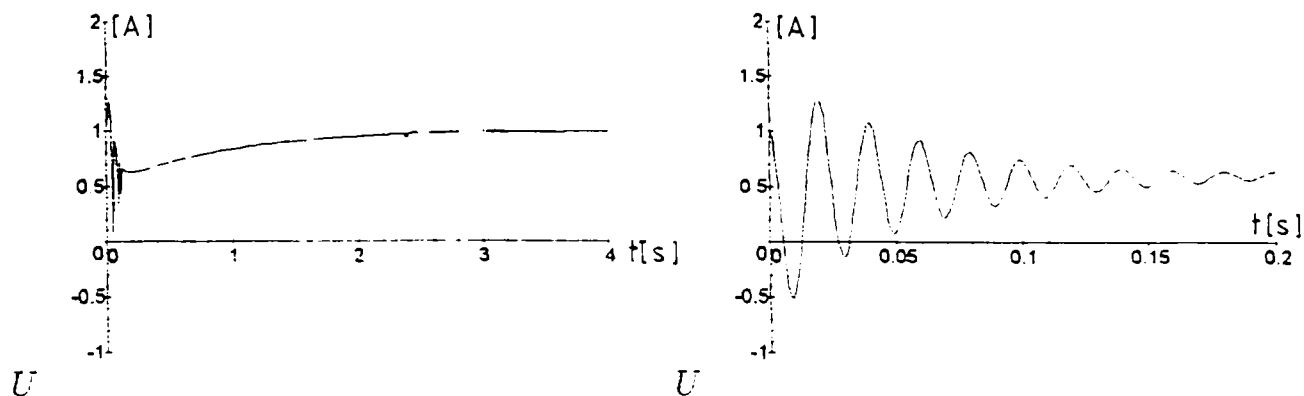


Fig.8.38 Variația curentului prin înfășurarea de excitație - G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d.

Aceste oscilații sunt sub valoarea inițială a curentului I_E .

Cuplul electromagnetic la scurtcircuit prezintă variații pronunțate în primele 0,2 s (figura 8.39).

$$M_{es}(t) = 0.0123X(t)Z(t) + 1.21Z(t)U(t) + 0.0558W(t)Z(t)$$

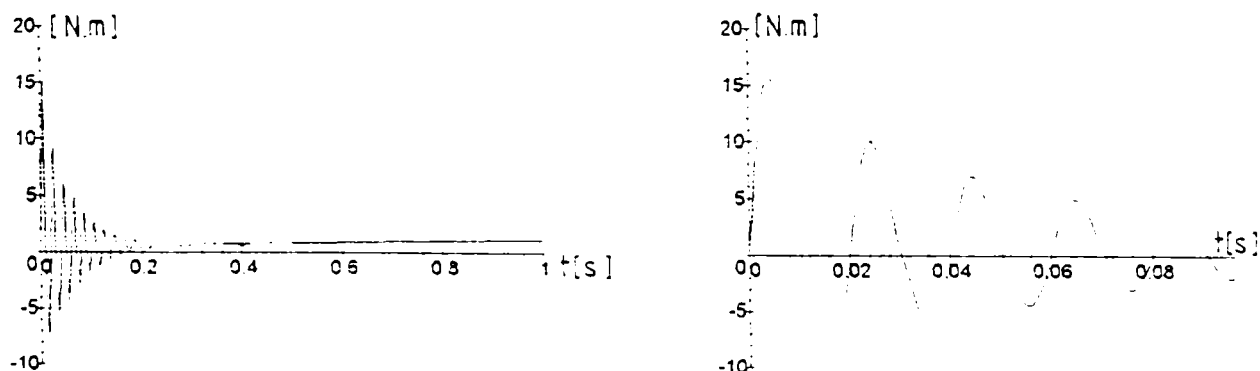


Fig.8.39 Variația cuplului electromagnetic la scurtcircuit- G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d.

Referitor la cuplu aceleași observații sunt valabile ca și în cazul anterior.

Concluzii :

- 1) oscilațiile cele mai mici în timpul procesului tranzitoriu le are curentul I_d în cazul G.S. prevăzut cu înfășurare de amortizare după axa d;
- 2) rolul înfășurării de amortizare după axa q este redus în comparație cu înfășurarea de amortizare după axa d.

- 3) valoarea de regim staționar a curentului statoric ,(aceși în toate cele trei cazuri),atinge la scurtcircuit , valoarea de aproximativ $3I_N$;
- 4) șocul cel mai mic al curentului I_q este în cazul G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d;
- 5) valoarea de regim staționar pentru curentul I_q (în toate cele 3 cazuri) este redusă :1,15A;
- 6) curenții I_d și I_q –în toate cele 3 cazuri –se amortizează după aproximativ 0,2s;
- 7) în timpul procesului tranzitoriu (intervalul $0 \div 0,2s$) cele mai mari șocuri apar în colivia de amortizare după axa d. ($I_D / I_Q \cong 18 / 3,5 = 5,1$) ;
- 8) curentul I_E prin înfășurarea de excitație E are în timpul procesului tranzitoriu oscilații sub valoarea inițială a lui I_E , în toate cele 3 cazuri ;
- 9) curentul I_E se stabilizează la valoarea finală (egală cu cea inițială) după aproximativ 4s;
- 10) cuplul electromagnetic la scurtcircuit prezintă în timpul procesului tranzitoriu oscilații pronunțate în primele 0,2s .Aceste oscilații sunt între aproximativ $+M_N$ și $-M_N$, cele mai mari oscilații fiind în cazul G.S. cu înfășurare de amortizare după axa d sau q;
- 11) valoarea de regim staționar a cuplului electromagnetic –în toate cele trei cazuri –este mică : 0,0289N•m;
- 12) procesul tranzitoriu se stinge ,în proporție de 90% după aproximativ 0,2s în toate cele trei cazuri .

Normele Registrului Naval Român prevăd ca perioada procesului tranzitoriu să fie de maxim 2 s.

Toate mărimile electromagnetice de mai sus se amortizează într-un interval de timp mult mai mic decât intervalul impus.

Normele de registru prevăd ca șocurile curenților la scurtcircuit să fie sub valoarea de $5I_N$,ceea ce este satisfăcut în cazul analizat.

Prin urmare pe navele fluviale G.S. trebuie să fie construite cu cel puțin o înfășurare de amortizare după axa d, pentru a se obține o atenuare a șocurilor în timpul procesului tranzitoriu.

8.5. Verificări experimentale;concluzii globale

La conectarea în gol a motoarelor asincrone s-au făcut verificări experimentale folosind un osciloscop cu remanență pentru a oscilografia curentul în intervalul de timp 0 – 0.15 s (figura 8.1).

Conectările la turație negativă (reversarea turației) au fost și ele înregistrate în timp (figurile 8.2 și 8.3).

Abaterile între valorile calculate și cele măsurate sunt sub 4% .

Și în regim de scurtcircuit s-au măsurat valorile din regim staționar ale curenților prin fazele G.S.(figurile 8.6 ,8.10 ,8.17 ,8.19 ,8.27 ,8.30 și 8.35).

Aceste valori măsurate au fost comparate cu cele obținute din sistemul de ecuații diferențiale pentru $t = \infty$. Între valorile măsurate și cele calculate nu sunt diferențe mai mari de 5% ,ceea ce validează calculul teoretic al parametrilor și implementarea lor în modelul d – q.

8.6 Influenta reguletoarelor de tensiune la scurtcircuit.

În circuitul înfășurării de excitație al G.S. sunt reguletoare de tensiune de obicei ,la navele fluviale , de tipul PI (proporțional – integrator) , așa ca în figura 8.40.

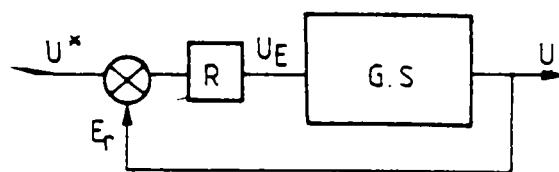


Fig.8.40.Regulator PI pe înfășurarea de excitație a G.S.
Funcția de transfer la un regulator de tip PI este :

$$H(s) = K\left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i}\right) = \frac{U_E}{E_r} \quad (8.5^*)$$

unde : K – factorul de amplificare(K=1-100);

T_i - constanta de timp a regulatorului ($T_i = 0.01- 100$ s);

U_E - tensiunea pe înfășurarea de excitație;

E_r -eroarea dintre tensiunea prescrisă $U^* = 220V$ și cea de la borne U ($E_r = U^* - U$).

Din funcția de transfer se obține ecuația diferențială cu variabila independentă timp – t – sub forma:

$$K \cdot T_i \cdot \frac{dE_r}{dt} + K \cdot E_r = T_i \cdot \frac{dU_E}{dt} \quad (8.5)$$

La scurtcircuit $U = 0$ și deci se poate scrie relația :

$$E_r = U^{\#} = 220 = ct \quad (8.6)$$

și ecuația (8.5) prin integrare se transformă în :

$$U_E = \frac{K \cdot E_r}{T_i} t + U_{E0} \quad (8.7)$$

Pentru $K = 2$, $T_i = 22$ s și $E_r = 220$ V se obține :

$$U_E = 20 \cdot t + U_{E0} \quad (8.8)$$

Completat cu această ecuație ,sistemul de ecuații diferențiale ce definește comportarea G.S. și a regulatorului de tensiune , la scurtcircuit , este :

$$\begin{aligned} 1.6X + 0.079 \frac{dX}{dt} - 0.055 \frac{dW}{dt} - 21.038Z + 18.21Q - 1.21 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ 24.806X - 379.94U - 17.27W - 0.058 \frac{dQ}{dt} + 1.6Z + 0.067 \frac{dZ}{dt} &= 0 \\ +1.21 \frac{dX}{dt} + 41.3U + 18.51 \frac{dU}{dt} + 0.621 \frac{dW}{dt} &= 41.3 + 20t \\ -0.058 \frac{dZ}{dt} + 30.22Q + 0.25 \frac{dQ}{dt} &= 0 \\ -0.055 \frac{dX}{dt} + 7.95W + 0.067 \frac{dW}{dt} + 0.621 \frac{dU}{dt} &= 0 \\ X(0) &= 0 \\ Z(0) &= 0 \\ Q(0) &= 0 \\ W(0) &= 0 \\ U(0) &= 1 \end{aligned}$$

Variația curentului I_d este dată în figura (8.41).

$$\begin{aligned} X(t) = & 7.381t + 8.6453 - 1.2995e^{-212.6t} + 2.1017 \times 10^{-2} \exp(-152.41t) - 9. \\ & 0151 \exp(-20.297t) \cos 312.11t + .28214 \exp(-20.297t) \sin 312.11t - .95079 \\ & \exp(-1.1189t) \end{aligned}$$

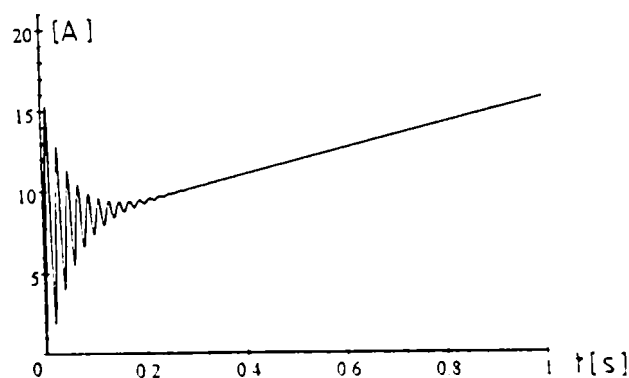


Fig.8.41. Variația curentului prin înfășurarea statorică din axa d.

Se observă cum după aproximativ 0.2 s influența regulatorului de tensiune este semnificativă în sensul că prin mărirea curentului prin înfășurarea de excitație crește și curentul I_d . Creșterea acestui curent este liniară după stingerea oscilațiilor din primele 0,2 s.

Curentul I_q prezintă și el oscilații pronunțate în primele 0,2 s după care crește liniar așa ca I_d (figura 8.42).

$$Z(t) = .56134t + .6583 + .13575e^{-212.6t} - 1.8731 \exp(-152.41t) + 1.1512 \exp(-20.297t) \cos 312.11t + 21.986 \exp(-20.297t) \sin 312.11t - 7.2194 \times 10^{-2} \exp(-1.1189t)$$

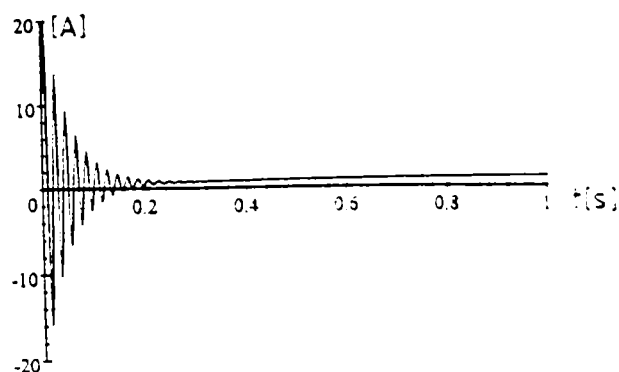


Fig.8.42. Variația curentului prin înfășurarea statorică din axa q.

Variațiile celor doi curenți I_d și I_q în primele 0,2 s sunt puțin influențate de prezența regulatorului de tensiune, deoarece în primele momente ale scurtcircuitului acesta nu intervine.

Variația curentului I_Q prin înfășurarea de amortizare după axa q este dată în figura 8.43.

$$Q(t) = 1.0774 \times 10^{-3} - .073e^{-212.6t} - 2.1007 \exp(-152.41t) + 2.0265 \exp(-20.297t) \cos 312.11t + 4.4302 \exp(-20.297t) \sin 312.11t - 1.5643 \times 10^{-4} \exp(-1.1189t)$$

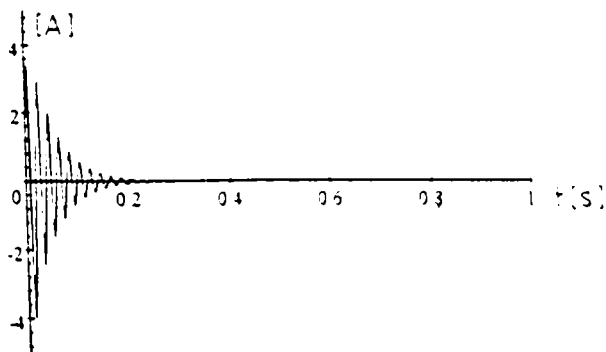


Fig.8.43. Variația curentului prin înfășurarea de amortizare din axa q.

Această variație a curentului I_Q nu este influențată de prezența regulatorului de tensiune, deoarece când începe să intervină semnificativ acesta (după 0,2 s) procesul tranzitoriu în colivia de amortizare s-a stins.

Curentul I_D prin înfășurarea de amortizare după axa d prezintă și el variații importante în primele 0,2 s, după care se stinge (figura 8.44).

$$W(t) = 1.3236 \times 10^{-2} + 14.594e^{-212.6t} - .32056 \exp(-152.41t) - 14.288 \exp(-20.297t) \cos 312.11t + 8.8551 \exp(-20.297t) \sin 312.11t + 1.9195 \times 10^{-3} \exp(-1.1189t)$$

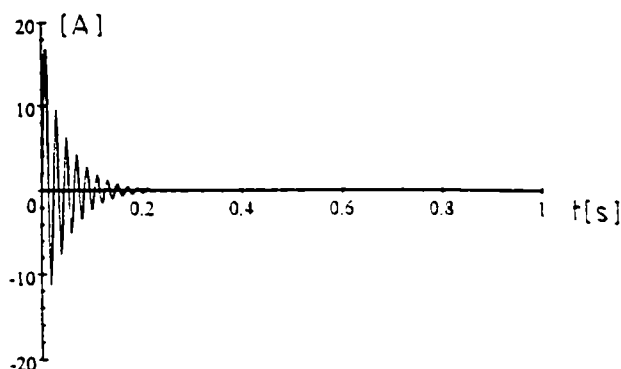


Fig.8.44. Variația curentului prin înfășurarea de amortizare din axa d.

Valoarea inițială a curentului prin înfășurarea de excitație a fost de 1 A.

După apariția scurtcircuitului apar variații pronunțate ale acestui curent în primele 0,2 s (figura 8.45).

$$U(t) = .48426t + .56672 - .58066e^{-212.6t} - 9.5201 \times 10^{-3} \exp(-152.41t) + 1.0669 \exp(-20.297t) \cos 312.11t - .32327 \exp(-20.297t) \sin 312.11t - 6.2453 \times 10^{-2} \exp(-1.1189t)$$

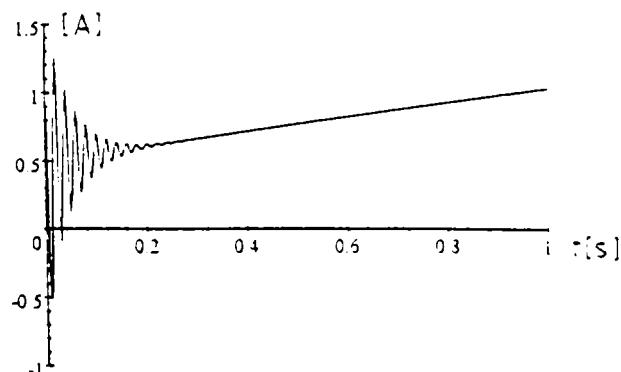


Fig.8.45. Variația curentului prin înfășurarea de excitație.

Regulatorul de tensiune, la scurtcircuit, mărește curentul prin înfășurarea de excitație până ce intervin protecțiile la supracurent.

Tensiunea pe fază la mașina reală, la scurtcircuit, scade exponențial în primele 0,2 s până la 0, așa cum se observă din figura 8.46.

$$\begin{aligned}
 U_{phase}(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} (U_d(t) \cos 314t - U_q(t) \sin 314t) = \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} [4,975 I_d(t) + 0,321 I_q(t) - 76,368 I_E(t) - 3,468 I_D(t) + 7,011 I_Q(t)] \sin 314t + \\
 &+ \sqrt{\frac{2}{3}} [-0,992 I_d(t) - 4,9472 I_D(t) + 0,504 I_E(t) - 0,504 + 13,01 I_q(t) - 11,294 I_Q(t)] \cos 314t.
 \end{aligned}$$

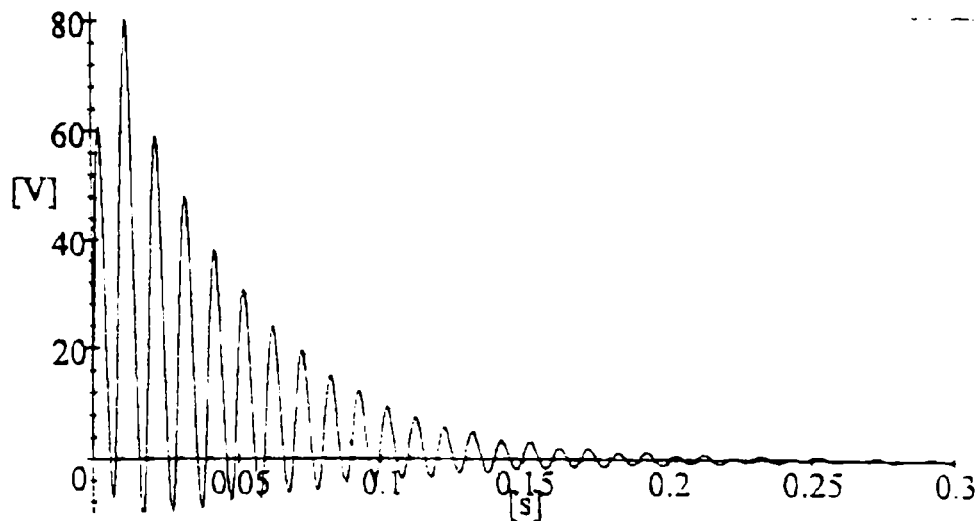


Fig.8.46 Variația tensiunii pe fază la scurtcircuit.
Curenții prin fazele mașinii reale au o formă de variație așa ca în figura 8.47.

$$\begin{aligned}
 I_{phase}(t) &= 12,445 \cos 314t - 0,946 \sin 314t - \\
 &+ [1,061 (\cos 314t) - 0,110 (\sin 314t)] \exp(-212,6t) - \\
 &- [7,360 \cos 312,11t - 0,230 \sin 312,11t] (\cos 314t) \exp(-20,297t) + \\
 &+ [0,467 (\sin 314t) - 6,162 (\cos 314t)] \exp(-1,118t) - \\
 &+ [1,529 (\sin 314t) + 1,716 \times 10^{-2} (\cos 314t)] \exp(-152,41t) - \\
 &- [0,939 \cos 312,11t + 17,951 \sin 312,11t] (\sin 314t) \exp(-20,297t).
 \end{aligned}$$

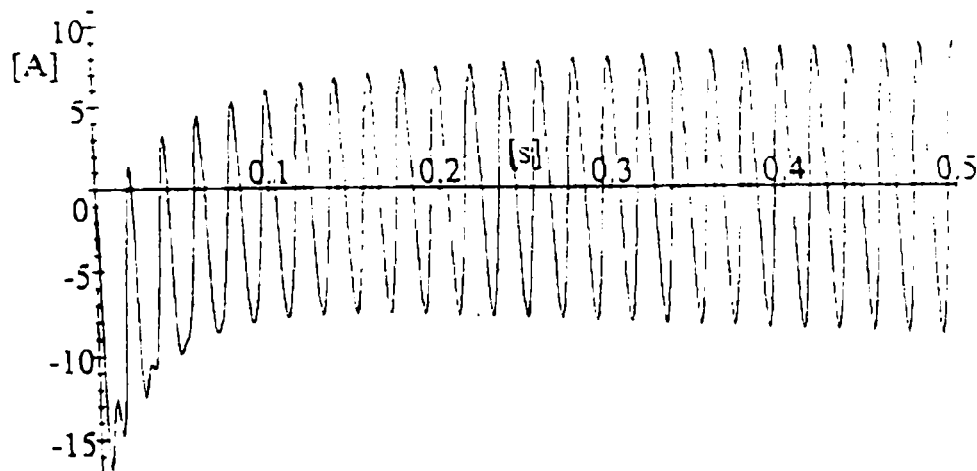


Fig.8.47 Variația curentului statoric la scurtcircuit.

Concluzii :

- 1) în primele 0,2 s șocurile de curent la scurtcircuit nu sunt influențate în mod deosebit de prezența regulatorului de tensiune ;
 - 2) protecțiile la scurtcircuit acționează după :

$$0,2 \text{ s} = 0,1 \text{ s} + 0,1 \text{ s}$$

(releu) (întreruptor)

 -la protecțiile clasice analogice;

$$0,1 \text{ s} = 0,05 \text{ s} + 0,05 \text{ s}$$

(releu) (întreruptor)

 -la protecțiile numerice;
- deci nu pot elimina șocurile de curent ce apar;
- 3) regulatoarele de tensiune ,prin mărirea curentului de excitație, măresc solicitările la scurtcircuit , dacă protecțiile nu intervin în timp util;
 - 4) prezența reguletoarelor de tensiune este cu atât mai semnificativă cu cât factorul de amplificare este mai mare și cu cât constanta de timp a regulatorului este mai mică;
 - 5) la modificări ale sarcinii ,așa cum s-a demonstrat în Anexa 2 .prezența reguletoarelor de turație și tensiune este obligatorie pentru a se realiza în cadrul SEEN funcționarea la f_N și U_N ;
 - 6)la navele de fabricație recentă reguletoarele de tensiune sunt scoase imediat din funcțiune când apare un scurtcircuit la bornele G.S. pentru a limita valorile curenților de scurtcircuit .

Cap.9. Concluzii

În lucrare s-a reușit într-un mod unitar să se finalizeze regimul tranzitoriu la un sistem electroenergetic izolat, așa cum este cel de pe o navă fluvială.

S-au rezolvat problemele dificile legate de calculul parametrilor la mașina sincronă și la cea asincronă prin probe complexe în axa d , respectiv q .

Pe baza rezultatelor obținute la calculul parametrilor s-au putut modela într-un mod destul de precis mașinile sincrone – în cazul de față G.S. – și cele asincrone – în cazul analizat motoarele asincrone de pe navă.

Printr-o încărcare complexă a sistemului G.S. – M.A. s-au rezolvat ecuațiile diferențiale ce definesc regimul tranzitoriu la un șoc de cuplu rezistent la motorul asincron alimentat de la G.S. Sistemul de ecuații diferențiale este neliniar și s-a rezolvat cu ajutorul calculatorului, folosind în mod adecvat programul MAPLE.

Regimurile de scurtcircuit la G.S. s-au rezolvat prin transformata LAPLACE, analizându-se toate cazurile posibile (cu înfășurare de amortizare și fără înfășurare de amortizare).

Rezultatele obținute s-au comparat cu normele Registrului Naval Român pentru a se putea trage concluziile privind alegerea G.S. și a motoarelor asincrone. Analiza influenței reguletoarelor de tensiune în procesul tranzitoriu la scurtcircuit încheie lucrarea.

Rămân în continuare deschise direcții de studiu privind:

- considerarea saturației magnetice;
- variația parametrilor cu temperatura;
- influența armonicilor superioare ale curenților și tensiunilor;
- modificarea frecvenței cu sarcina, etc.

9.1. Contributii originale

Principalele rezultate cu caracter original se pot concretiza în:

- 1) determinarea parametrilor înfășurărilor cu axa în axa d la G.S. prin plasarea fazei statorice în axa d și efectuarea unor încercări în regim sinusoidal;
- 2) determinarea parametrilor înfășurărilor cu axa în axa q la G.S. prin plasarea fazei statorice în axa q și efectuarea unor încercări în regim sinusoidal;
- 3) determinarea prin integrarea funcției $i(t)$ la o probă de stingere a inductanțelor înfășurărilor la care bornele sunt accesibile;
- 4) rezolvarea modelului neliniar de ecuații ce definesc parametrii înfășurărilor din axele d și q ;

- 5) aplicarea modelului ortogonal pe o navă fluvială cu un sistem electroenergetic format dintr-un Diesel –generator și având ca și consumatori motoarele asincrone;
- 6) rezolvarea în programul MAPLE a sistemului de ecuații diferențiale ce caracterizează procesul tranzitoriu la ansamblul G.S. – M.A. , la un salt brusc al cuplului rezistent la bornele M.A.;
- 7) analiza comportării în regim tranzitoriu –la scurtcircuit – a G.S. cu înfășurări de amortizare și fără înfășurări de amortizare;
- 8) studiul influenței reguletoarelor de tensiune la scurtcircuitul brusc al G.S.;
- 9) stabilirea duratei regimului tranzitoriu și a șocurilor de curent și de cuplu ce apar în timpul acestui regim;
- 10) stabilirea unei metode complexe de testare ,alegere și verificare a G.S. și M.A.;

Totalizând afirmațiile de mai sus se poate spune că autorul pune la dispoziția proiectantului, constructorului și a celui ce exploatează generatoarele și motoarele electrice de pe navele fluviale, o metodă complexă pentru verificarea tuturor normelor de natură electrică prevăzute în Registrul Naval.

BIBLIOGRAFIE

- A.1. Atanasiu Ghe. - Maşini electrice – Litografia U.T. Timișoara , 1994.
- A.2. Adkins B. - The general theory of electrical machines – John Wiley ,New York , 1959.
- B.1. Babescu M. - Catalogue data based calculation of torque- speed curves induction motors with rotor skin effect - Bul.șt.I.P.Timișoara , Tom 26 , F2 ,1981 , p59-64.
- B.2. Babescu M. - Maşini electrice – Ed. Tehnică , București , 1996.
- B.3. Babescu M. - Determination of the parameters of the orthogonal model in use in the theory of electrical machines- Bul.șt.U.P.Timișoara , Tom 42 , F2 , 1997 , p39-47.
- B.4. Babescu M. - Generatoare electrice – Ed. Politehnica Timișoara , 1998.
- B.5. Boldea I
Atanasiu G. - Analiza unitară a maşinilor electrice – Ed.Academiei RSR-București, 1983.
- B.6. Boldea I. - Parametrii maşinilor electrice –Ed.Academiei, București , 1991.
- B.7. Boldea I.
Nasar , S.A. - Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal – axis model of electric machines-IEE Proceedings , Vol.134 , Pt.B , No.6 , November,1987.
- B.8. Boldea I. - Transformatoare și maşini electrice – E.D.P. R.A. București . 1994.
- B.9. Biriescu M. - Maşini electrice rotative – Ed. de Vest , Timișoara,1997.
- B.10.Blondel A. - Components la theorie des alternateurs a deux reactions , RGE , 12 , 203-205 , 1922.
- B.11.Barret Ph. - Regimes transitoires des machines tournantes electriques –Ed.Eyrolles , Paris , 1982.
- B.12.Brown J.E.
Kovacs K. P.
Vas P. - A method of including the effects of main path saturation in the generalized equations of a.c. machines , IEE , 1983 , PAS-102,(1)pp.96-103.
- B.13.Bălă C. - Maşini electrice – E.D.P. ,București , 1979.

- B.14. Bădoiu C. - The Solutions of Equation Model D-Q of Electric Machines, CNAE 2000, Iași.
- B.15. Bădoiu C. - Determination of the Parameters of the Ortogonal Model of Synchronous Machines, CNAE 2000, Iași.
- B.16. Barton T.H. - The generalized theory electric machines – Tutorial course – october 1985 , Toronto – Canada.
- C.1. Câmpeanu A. - Mașini electrice – Probleme fundamentale Ed. Scrisul Românesc , Craiova , 1988.
- C.2. Câmpeanu A. - Introducere în dinamica mașinilor electrice de curent alternativ - Ed. Academiei Române București , 1998.
- C.3. Căluianu D. ș.a. - Instalații electrice la bordul navei – Ed. Tehnică, București, 1991.
- D.1. Dordea T. - Mașini electrice – E.D.P. , București , 1970.
- D.2. Dordea T. - Proiectarea și construcția mașinilor electrice- Litografia U.P. Timișoara , 1981.
- D.3. Dordea T. - La theorie des deux axes pour les machines electriques a enroulement repartis par zones-Rev. Roum. Sci. Techn. Electrotechn. et Energ. , 38 , Bucarest , 1993 , p. 235-255.
- D.4. Dordea T. - Beitrag zur Zweiachsentheorie der elektrischen Maschinen , Archiv fur Elektrotechnik , 50 , 6 , 362 – 371 (1966).
- D.5. Drăgănescu O. - Încercările mașinilor electrice rotative – Ed. Tehnică , București , 1987.
- D.6. Davidovici I. - Parametrii mașinilor electrice de curent alternativ – Ed. Tehnică , București , 1968.
- D.7. De Sabata I. - Bazele electrotehnicii (vol 1 și 2)- Litografia IPT , Timișoara , 1980.
- D.8. De Mello P. Hannel H. - Validation of synchronus machine models derivation of model parametrs from tests , IEE , Trans , p-100,2 , 1981.
- D.8. Dade T.B. - Advanced Electric Propulsion Power Generation And Power Distribution – Naval Engineers Jurnal , III 1994 , pag 83- 92.
- D.9. Doyle T.J. ș.a. - Propulsion Powers Electric Guns. A Comparision of Power System Architectures, Naval Engineers Jurnal, 05. 1992, pag 65-73.

- F.1. Feete M. - Modeling of synchronus machines for stability Studies – Univ. of Paderborn , Dept. of el. eng. , 1995.
- F.2. Fransua A. - Maşini şi sisteme de acţionări electrice – Ed.Tehnică Bucureşti , 1978.
- G.1. Gălan N. - Consideraţii privind teoria modernă a maşinii asincrone trifazate ,Electrotehnica ,nr.8. , 1990.
- H.1. Heller A.
Hamata V. - Harmonic Fields Effects In Induction Machines,-Elsevier,Amsterdam,1977.
- J.1. Jerve G. - Încercările maşinilor electrice rotative- Ed.Tehnică , Bucureşti , 1972.
- J.2. Jones V. - The Unified Theory of Electrical Machines – London,Butterworths,1967.
- K.1. Kelemen A.
Imecs M. - Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale maşinilor de curent alternativ –Ed.Academiei , Bucureşti , 1989.
- K.2. Kelemen A. - Acţionări electrice –EDP Bucureşti , 1979.
- K.3. Kovaks P. - Analiza regimurilor tranzitorii la maşinile electrice – Ed.Tehnică Bucureşti , 1980.
- L.1. Leonard W. - Control of electrical drives –Springer-Verlag , Berlin , 1985.
- L.2. Levi E. - Field – oriented control of induction machines In the presence magnetic saturation – EMPS , 16 , 1989
- L.3. Lipo T.
Cornell E - State – variable steady – state analysis of a controlled curent induction motor drive – IEEE , Trans IA , 16.1975.
- L.4. Leonard W. - Adjustable – speed a.c. drives – Proc.IEEE , Vol. 76 nr. 4 , 04.1988
- M.1. Maier V. - Mecanica şi constucţia navei – Ed.Tehnică, Bucureşti,1987.
- M.2. Miulescu I.
Câmpeanu I. - Teoria navei - Ed.Militară,Bucureşti,1973.
- N.1. Nasar S.A.
Boldea I. - Electric machines – dinamic and control - CRC Press , Inc. USA , 1993.
- N.2. Novac I. - Maşini electrice – Litografia IPT , Timişoara , 1975.
- N.3. Novac I. ş. a. - Maşini şi acţionări electrice – EDP Bucureşti , 1982.

- N.4. Novac I. - Maşini electrice – Litografia ,U.T. Timișoara , 1996.
- N.5 Nicolaide A. - Maşini electrice – Ed. Scrisul Românesc , Craiova , 1975.
- N.6. Nedelcu V. - Teoria conversiei electromecanice – Ed.Tehnică Bucureşti , 1982.
- P.1. Park R.H. - Two reaction theory of synchronus machines (I +II)Trans – A , IEE 48 , 716 – 727(1929) and 52 (1933).
- P.2. Petcu D. - MAPLE , un standard pentru matematică cu ajutorul calculatorului – Tip. U. de Vest , Timișoara , 1997.
- R.1. Richter R. - Maşini electrice – vol I , II , III , IV , Ed.Tehnică , Bucureşti , 1959.
- S.1. Seracin E.
Popovici D. - Tehnica acţiunilor electrice – Ed.Tehnică Bucureşti , 1985.
- S.2. Stepina I. - Raunzeiger als grundlage der theorie der Elektrischen maschinen – ETZ , A, Bd.88 , 1967 , H3.
- S.3. Suriano J. - Variable reluctance motor structures for low-Speed oreraţion IEE Trans, Vol32/2, 1996.
- Ş.1. Şora C. - Bazele electrotehnicii – EDP Bucureşti , 1982.
- Ş.2. Şora I.
Babescu M. - Micromotorul cu poli ecranati - Ed. Tehnică , Bucureşti , 1979.
- T.1. Thaler G. - Electric machines dynamics and steady state – John Wiley , New York , 1966.
- T.2. Takeda Y.
Adkins B. - Determination of synchronous machine parameters allowing for unequal mutual inductances–Proc.IEE,121 ,1974 ,p1501–1504
- T.3. Toulomi O. - Synchronous machine parameter identification Multitude scale tehniqe , vol 30/06/1994.
- V.1. Viorel I.A.
Hedeşiu H.C.
Ciorba R. - On the parameter identif. of induction motor- Electromotion 1997, Cluj – Napoca p 138–142.
- V.2. Viorel A.
Birok,
Iancu V. - Field-Harmonic theory of squirrel cage motor taking slot openings into – account, Proc.of ICEM 1986,Part II.
- V.3. Viorel A.
Iancu V. - Maşini şi acţiunari electrice – Litografia I.P.Cluj-Napoca,1990.

- V.4. Viorel A.
Biro K. - Permanent – Magnet synchronus motor
simplified Field-Circuit model .Proc. of
Elecromotion INT.SYMP,Cluj-Napoca,1995,
P 182-187.
- W.1. White D.C.
Woodson A.N. - Electromechanical energy conversion –
John Wiley , New York , 1959.
- Y.1. Yamamura S. - A.c. motors for high performance applications –
Marcel Dekker , New York , 1986.

Anexa 1- Calculul tensiunii și frecvenței la G.S. fără reglatoare de turație și tensiune

Se studiază o navă fluvială de putere medie de uz general. Motorul Diesel ce echipează nava are datele:

- puterea nominală: $P_N=88,26$ kW (120CP);
- turația nominală: $n_N=800$ rot./min= $13,33$ rot./s;
- cuplul nominal: $M_N=1054$ Nm;
- cuplul maxim: $M_M=1960$ Nm;
- turația corespunzătoare cuplului maxim: $n_M=460$ rot./min= $7,66$ rot./s.

Coeficienții A, B, C care intervin în caracteristica mecanică se calculează pe baza relațiilor (1.6-1.8) și au valorile:

$$A = (M_N - M_M) / (n_M - n_N)^2 = (1054 - 1960) / (7,66 - 13,33)^2 = -28,18 \text{ [Nms}^2\text{]} \quad (\text{A1.1})$$

$$B = 2(M_M - M_N)n_M / (n_N - n_M)^2 = 2(1960 - 1054)7,66 / (13,33 - 7,66)^2 = 431,7 \text{ [Nms]} \quad (\text{A1.2})$$

$$C = (M_M n_N^2 - M_N n_M^2 - 2M_M n_N n_M) / (n_N - n_M)^2 = (1960 \cdot 13,33^2 - 1054 \cdot 7,66^2 - 2 \cdot 1960 \cdot 13,33 \cdot 7,66) / (13,33 - 7,66)^2 = 306,43 \text{ [Nm]} \quad (\text{A1.3})$$

Ecuatia parabolei ce definește caracteristica mecanică a motorului Diesel are expresia:

$$M = -28,18n^2 - 431,74n - 306,43 \quad (\text{A1.4})$$

Datele nominale ale generatorului sunt următoarele:

- puterea aparentă nominală: $S_N=125$ kVA;
- curentul nominal: $I_N=190$ A;
- tensiunea nominală (conexiune stea): $U_N=380.220$ V;
- turația nominală: $n_N=3000$ rot./min= 50 rot./s;
- tensiunea la funcționarea în gol, curentul de excitație fiind cel de la funcționarea în sarcină nominală la un factor de putere egal cu unitatea, este: $U_0=308$ V.

Precizare:

- curentul maxim prin excitație $I_{f,max}=15$ A; curentul minim prin excitație $I_{f,min}=7$ A;

Puterea aparentă necesară s-a dedus având în vedere necesarul de putere activă și reactivă de pe navă. La un factor de putere mediu de 0,7 (având în vedere natura consumatorilor de pe navă: motoare asincrone, iluminat, stația radio, etc.) și având în vedere puterea activă disponibilă "P" de 88 KW, rezultă o putere aparentă nominală S_N de valoare:

$$S_N = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{88^2 + 89^2} = 125 \text{ kVA} \quad (\text{A1.5})$$

Deducerea reactanței sincrone x_s a generatorului se face având în vedere diagrama fazorială la funcționarea la un factor de putere egal cu unitatea și datele de la funcționarea în gol : $U_{eE} = U_0$ pentru $I = 0$ și rezultă:

$$x_s I_N = \sqrt{U_{eE}^2 - U^2} = \sqrt{308^2 - 220^2} = 215,5 \text{ V} \quad (\text{A1.6})$$

și, deci, pentru reactanța sincronă x_s se obține valoarea:

$$x_s = 215,5 / I_N = 215,5 / 190 = 1,13 \ \Omega \quad (\text{A1.7})$$

Cum turația la motorul Diesel se poate modifica între limitele: (800 - 460 rot/min) corespunzătoare cuplului nominal și respectiv cuplului maxim, reactanța sincronă se modifică având valorile:

$$x_s = 1,13 \ \Omega \text{ la } n_N = 800 \text{ rot/min} \quad (\text{A1.8})$$

$$x_s = 1,13 \cdot 460 / 800 = 0,65 \ \Omega \text{ la } n_{\min} = 460 \text{ rot/min} \quad (\text{A1.9})$$

Pentru o turație oarecare "n", reactanța sincronă are valoarea:

$$x_s = 1,13n / 800 \quad (\text{A1.10})$$

Cazul 1)

Considerând situația când grupul motor-generator funcționează la puterea nominală și nu se intervine nici la reglarea excitației generatorului sincron și nici la modificarea debitului de motorină la motorul Diesel se pune problema a se determina noul punct de funcționare când s-au deconectat o parte din consumatori și deci turația crește de la valoarea $n_N = 800 \text{ rot/min}$ la $n^* = 900 \text{ rot/min} = 15 \text{ rot/s}$.

Puterea primită de la generator la arbore, având în vedere relația 2.9, are valoarea:

$$P = M\Omega = (28,18 \cdot 15^2 + 431,74 \cdot 15 + 306,43)2\pi \cdot 15 = 442 \cdot = 41639,2 \text{ W} = 41,64 \text{ KW} \quad (\text{A1.11})$$

Tensiunea electromotoare polară U_{eE} (la $I_E = \text{ct}$) se modifică cu raportul turațiilor și se calculează pentru turația nominală având în vedere punctul de funcționare la putere nominală și la un factor de putere de 0,7, pe baza diagramei fazoriale din figura 2.2.

Folosind relația pentru cuplul electromagnetic al generatorului sincron :

$$M_N = 3U_{eEN}U_N \sin \nu / \Omega x_s \quad (\text{A1.12})$$

se obțin două ecuații în necunoscutele U_{eEN} și ν :

$$\begin{aligned} 220 \cdot 0,7 &= U_{eEN} \cos(\nu + 45^\circ) \\ 1054 &= 3U_{eEN}220 \sin \nu / 2\pi 13,33 \cdot 1,13 \end{aligned} \quad (\text{A1.13})$$

sau, prin împărțire:

$$22 \cdot 7/1054 = \cos(\nu + 45^\circ) 2\pi 13,33 \cdot 1,13/220 \sin \nu \quad (\text{A1.14})$$

$$\cos(\nu + 45^\circ)/\sin \nu = 1,0192 \quad (\text{A1.15})$$

de unde:

$$\nu = 22^\circ 6'$$

Din ecuația (2.5) rezultă valoarea tensiunii electromotoare polare U_{eEN} :

$$U_{eEN} = U_N \cos \varphi / \cos(\nu + \varphi) = 220 \cdot 0,7 / \cos 67^\circ 6' = 394,8 \text{ V} \quad (\text{A1.16})$$

Funcționarea în punctul de turație 900 rot/min (15 rot/s) la un cuplu electromagnetic de valoare:

$$M = P / \Omega = 41639,2 / 2\pi 15 = 442 \text{ Nm} \quad (\text{A1.17})$$

și presupunând că sarcina are același caracter inductiv ca și la sarcină nominală ($\cos \nu = 0,7$), ecuațiile (2.5) și (2.17) se transformă în:

$$U \cdot 0,7 = 394,8 (15 \cdot 13,33) \cos(\nu + 45^\circ) \quad (\text{A1.18})$$

$$442 = 3 \cdot 394,8 U \sin \nu (15 \cdot 13,33) / 2\pi 15 \cdot 1,13 (15 \cdot 13,33) \quad (\text{A1.19})$$

de unde, prin înmulțire se obține:

$$\sin \nu \cos(\nu + 45^\circ) = 0,062591 \quad (\text{A1.20})$$

sau

$$(\sin(2\nu + 45^\circ) - \sin 45^\circ) / 2 = 0,062591$$

și

$$\sin(2\nu + 45^\circ) = 0,825182$$

rezultând pentru unghiul de sarcină ν valoarea:

$$\nu = 10^\circ 36' 2 = 5^\circ 18' \quad (\text{A1.21})$$

Tensiunea la borne are valoarea:

$$U = U_{eE} \cos(\nu + \varphi) \cdot \cos \nu = 394,8 (15 \cdot 13,33) \cos 50^\circ 18' \cdot \cos 45^\circ = 405 \text{ V} \quad (\text{A1.22})$$

și rezultă un curent debitat mult sub valoarea nominală:

$$I = P / 3 U \cos \nu = 41639,2 / 3 \cdot 405 \cdot 0,7 = 48 \text{ A} \quad (\text{A1.23})$$

Curentul I se poate calcula și prin componentele sale I_q și I_d în felul următor:

$$I_q = U \sin \nu / X_s = 405 \cdot 5^\circ 18' / 1,13 (15 \cdot 13,33) = 31 \text{ A} \quad (\text{A1.24})$$

$$I_d = (U_{eE} - U \cos \nu) / X_s = [394,8 (15 \cdot 13,33) - 405 \cos 5^\circ 18'] / 1,13 (15 \cdot 13,33) = 33 \text{ A} \quad (\text{A1.25})$$

și prin urmare:

$$I = \sqrt{I_q^2 + I_d^2} = 48 \text{ A} \quad (\text{A1.26})$$

Din următoarele motive:

- tensiunea rețelei electrice de pe navă crește de la 220V la 405V, deci mult peste limita impusă de $220+0,05 \cdot 220=232V$;
- frecvența se modifică peste limitele admise (-5%);
- se impune ca sistemul electroenergetic al navei să fie dotat cu reglatoare pe partea:
 - excitației generatorului sincron pentru a menține tensiunea de la rețea în limitele impuse ($\Delta U = \pm 5\% U_N$);
 - admisiei motorinei la motorul Diesel pentru a menține turația la motorul primar în limitele admisibile și deci frecvența în jurul valorii de $50 \pm 2,5 = 47,5 \div 52,5 \text{ Hz}$.

Cazul 2)

Se conectează consumatorii suplimentari și turația se micșorează de la valoarea $n_N=800 \text{ rot/min}$ la valoarea $n'=750 \text{ rot/min}$ ($12,5 \text{ rot/s}$).

La această turație cuplul dezvoltat de motorul de antrenare are valoarea:

$$\begin{aligned} M_{\text{DIESEL}} &= -28,18n^2 - 431,74n - 306,43 = \\ &= -28,18 \cdot 12,5^2 - 431,74 \cdot 12,5 - 306,43 \approx 1300 \text{ [m]} \end{aligned} \quad (\text{A1.27})$$

Puterea activă la arbore, transmisă generatorului sincron este:

$$P = M_{\text{DIESEL}} \Omega = 1300 \cdot 2\pi \cdot 12,5 = 102050 \text{ W} \approx 102 \text{ KW} \quad (\text{A1.28})$$

Din sistemul de ecuații

$$\begin{aligned} \cos\varphi &= U_d \cos(\alpha - \varphi) \\ M &= 3U_d U \sin\alpha \Omega_N \end{aligned} \quad (\text{A1.29})$$

se calculează tensiunea U și unghiul de sarcină α , obținându-se:

$$\alpha = 22^\circ 30' \quad (\text{A1.30})$$

$$U = 252 \text{ V} \quad (\text{A1.31})$$

Creșterea tensiunii U cu scăderea turației se explică prin scăderea reactanței sincrone x , cu turația (frecvența)

Metoda de calcul pentru U și α se prezintă în detaliu la cazul limită, cazul3.

S-a folosit pentru factorul de putere valoarea 0,85, considerându-se că acesta crește cu sarcina.

Curentul debitat de generator are valoarea

$$I = P / 3U \cos \varphi = 102050 / 3 \cdot 252 \cdot 0,85 = 159 \text{ A} \quad (\text{A1.32})$$

Se poate verifica această valoare și prin calculul componentelor sale I_q și

I_d :

$$I_q = U \sin \nu \cdot x_s = 252 \cdot 0,38268 \cdot 1,13 = 85,3 \text{ A} \quad (\text{A1.33})$$

$$I_d = U_{ef} - U \cos \nu \cdot x_s = [394,8(11,66 / 12,5) - 252 \cdot 0,85] \cdot 1,13 = 136,4 \text{ A} \quad (\text{A1.34})$$

În cazul unor consumatori pur rezistivi, la aceeași turație ($n=12,5$ rot/s), sistemul de ecuații (2.34) devine:

$$\begin{aligned} U &= U_{ef} \cos(\nu - 0^\circ) \\ M &= 3U_{ef} U \sin \nu \Omega x_s \end{aligned} \quad (\text{A1.35})$$

sau numeric:

$$\begin{aligned} U &= 394,8(11,66 / 12,5) \cos \nu \\ 1300 &= 3 \cdot 394,8(11,66 / 12,5) U \sin \nu \cdot 2\pi \cdot 12,5 \cdot 1,13(11,66 / 12,5) \end{aligned} \quad (\text{A1.36})$$

rezultând pentru unghiul de sarcină ν și tensiunea U valorile:

$$\nu = 15^\circ 58' \quad U = 353 \text{ V} \quad (\text{A1.37})$$

Curentul în acest caz, la generatorul sincron este:

$$I = P / 3U = 102050 / 3 \cdot 353 = 96 \text{ A} \quad (\text{A1.38})$$

(Cazul 3)

Funcționarea la turație scăzută (sub cea nominală) în jurul valorii de 700 rot/min. determină un cuplu $M_{\text{max}} = 1505 \text{ Nm}$ la o putere de 110 kW.

Frecvența în sistemul de alimentare a navei va fi mai mică de 50 Hz, având valoarea:

$$f = 50 \cdot 11,66 / 13,3 \text{ Hz} = 43,8 \text{ Hz} \quad (\text{A1.39})$$

Fiind cu puțin mai mică decât frecvența nominală de 50 Hz nu se ridică probleme deosebite din acest punct de vedere.

Probleme dificile apar la scăderea sau creșterea pronunțată a tensiunii de alimentare la consumatorii electrici de pe navă și la stabilitatea în funcționare.

În general, la creșterea sarcinii crește și factorul de putere, și de aceea se va lua, pentru acest caz limită, un $\cos \varphi = 1$.

Tensiunea la borne se calculează din sistemul de ecuații:

$$U \cos \varphi = U_{ef} \cos(\nu + \varphi)$$

$$M=3U_{eE}U\sin\psi/\Omega X_s \quad (\text{A1.40})$$

sau:

$$U=394,8(11,66+13,33)\cos\psi$$

$$1505=3 \cdot 394,8(11,66+13,33)U\sin\psi/2\pi 11,66 \cdot 1,13(11,66+13,33) \quad (\text{A1.41})$$

Prin simplificări succesive se obține pentru unghiul de sarcină ψ , ecuația:

$$\sin 2\psi=0.6089 \text{ cu } \psi=18^\circ 45' \quad (\text{A1.42})$$

Tensiunea la borne are valoarea:

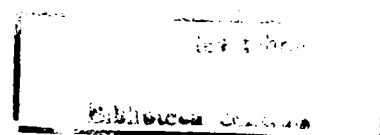
$$U=U_{eE}\cos 18^\circ 45'=394,8 \cdot 0,9465=373 \text{ V} \quad (\text{A1.43})$$

Curentul debitat de generatorul sincron, pentru acest caz este:

$$I=P/3U=110000/3 \cdot 373=98 \text{ A} \quad (\text{A1.44})$$

Concluzii:

- 1) Având în vedere exemplele anterioare, se observă că la diverse sarcini și valori diferite ale turației grupului motor-generator (fără reglare în sistemul de alimentare a motorului Diesel), tensiunea se modifică în limite foarte largi, inadmisibil de acceptat în exploatare, unde se admite doar o variație de $\pm 5\%$ din U_N :
- 2) Modificarea tensiunii la bornele generatorului depinde foarte mult și de necesarul de putere reactivă, deci de factorul de putere al consumatorului;
- 3) Modificarea turației impune și o modificare a frecvenței tensiunii de alimentare, dar aceste modificări de frecvență nu deranjează în același mod cum deranjează la consumatori modificarea tensiunii;
- 4) Așa cum se observă din limitele de sarcină analizate anterior se impune în sistemul motor-generator o reglare:
 - pe excitația generatorului sincron și
 - pe debitul de motorină la motorul Diesel de antrenare.



Anexa 1 – Determinarea parametrilor înfășurărilor în scurtcircuit prin încercări în regim tranzitoriu

Pentru o M.S. de 6,6 KVA cu $I_N = 10A$, $R_1 = 1\Omega$, se aplică o treaptă de tensiune $U = 10 V$ și rezultă $A = U/R_1 = 10 A$.

Măsurând curentul la patru momente de timp se obțin valorile:

$$i_1(0,1)=5A \text{ la } t_1=0,1s \quad (A2.1)$$

$$i_1(0,2)=6,3A \text{ la } t_2=0,2s \quad (A2.2)$$

$$i_1(0,4)=7,5A \text{ la } t_3=0,4s \quad (A2.3)$$

$$i_1(0,8)=8,8A \text{ la } t_4=0,8s \quad (A2.4)$$

și astfel rezultă sistemul de ecuații:

$$5=A+Be^{0,1p_1}+Ce^{0,1p_2} \quad (A2.5)$$

$$6,3=A+Be^{0,2p_1}+Ce^{0,2p_2} \quad (A2.6)$$

$$7,5=A+Be^{0,4p_1}+Ce^{0,4p_2} \quad (A2.7)$$

$$8,8=A+Be^{0,8p_1}+Ce^{0,8p_2} \quad (A2.8)$$

care rezolvat în funcție de necunoscutele B, C, p_1 , p_2 conduce la valorile:

$$p_1=-1,818 \quad (A2.9)$$

$$p_2=-20 \quad (A2.10)$$

$$B=-5,005 \quad (A2.11)$$

$$C=-4,995 \quad (A2.12)$$

Aceste relații formează sistemul de ecuații:

$$-1.18 = \frac{-(L_2 + R_2 \cdot 0.3) + \sqrt{(L_2 + R_2 \cdot 0.3)^2 + 4M_{12}^2 \cdot R_2}}{2 \cdot (0.3 \cdot L_2 + M_{12}^2)} \quad (\text{A2.13})$$

$$-20 = \frac{-(L_2 + R_2 \cdot 0.3) - \sqrt{(L_2 + R_2 \cdot 0.3)^2 + 4M_{12}^2 \cdot R_2}}{2 \cdot (0.3 \cdot L_2 + M_{12}^2)} \quad (\text{A2.14})$$

$$-5.106 = \frac{10 \cdot (R_2 - 1.818 \cdot L_2)}{(0.3 \cdot L_2 - M_{12}^2) \cdot (-1.818) \cdot 18.2} \quad (\text{A2.15})$$

$$-4.995 = \frac{10 \cdot (R_2 - 20 \cdot L_2)}{(0.3 \cdot L_2 - M_{12}^2) \cdot (-20) \cdot (-18.2)} \quad (\text{A2.16})$$

S-au presupus cunoscute din alte probe:

$R_1 = 1 \Omega$ – prin măsurare directă;

$$p_1 + p_2 = \frac{L_2 + 0.3 \cdot R_2}{0.3 \cdot L_2 - M_{12}^2} = -21.818 \quad (\text{A2.17})$$

$$p_1 - p_2 = \frac{\sqrt{(L_2 - 0.3 \cdot R_2)^2 + 4 \cdot M_{12}^2 \cdot R_2}}{0.3 \cdot L_2 - M_{12}^2} = 18.182 \quad (\text{A2.18})$$

$L_1 = 0.3 \text{ H}$ – dintr-o probă de stingere de curent;

Din relația corespunzătoare lui "B", înlocuind valorile cunoscute, obținem următoarea relație:

$$16.89 = \frac{R_2 - 1.818 \cdot L_2}{0.3 \cdot L_2 - M_{12}^2} \quad (\text{A2.19})$$

iar din relația coeficientului “C” , după înlocuirea valorilor cunoscute, obținem:

$$-181.818 = \frac{R_2 - 1.818 \cdot L_2}{0.3 \cdot L_2 - M_{L_2}^2} \quad (\text{A2.20})$$

Facem următoarea notație:

$$0.3 \cdot L_2 - M_{L_2}^2 = y \quad (\text{A2.21})$$

Prin împărțirea relației (A2.20) la (A2.19) va rezulta expresia:

$$-10.76 = \frac{R_2 - 20 \cdot L_2}{R_2 - 1.818 \cdot L_2} \quad (\text{A2.22})$$

Prin împărțirea relațiilor (A2.17) și (A2.16) vom avea:

$$-0.12 = \frac{L_2 + 0.3 \cdot R_2}{R_2 - 20 \cdot L_2} \quad (\text{A2.23})$$

Relațiile de mai sus se transformă în sistemul de ecuații:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_2 - 1.818 \cdot L_2 - 16.89 \cdot y = 0 \quad (\text{A2.24}) \\ R_2 - 20 \cdot L_2 + 181.818 \cdot y = 0 \quad (\text{A2.25}) \\ 0.3 \cdot R_2 + L_2 - 21.818 \cdot y = 0 \quad (\text{A2.26}) \\ \sqrt{(L_2 - 0.3 \cdot R_2)^2 + L_2 \cdot R_2} - 4 \cdot R_2 \cdot y = 18.2 \cdot y \quad (\text{A2.27}) \end{array} \right.$$

Dacă scădem relațiile (A2.24) și (A2.25) rezultatul va fi următorul:

$$18.182 L_2 - 16.89 y = 181.818 y \quad (\text{A2.28})$$

După efectuarea calculelor avem: $L_2 - 10.92 y = 0$ (A2.29)

Din relațiile (A2.24) și (A2.26), după efectuarea calculelor, avem următorul rezultat:

$$1.5465 L_2 - 16.751 y = 0 \quad (\text{A2.30})$$

Această ecuație se poate scrie și sub forma:

$$L_2 - 10.9 y = 0 \quad (\text{A2.31})$$

Relațiile (A2.29) și (A2.31) sunt identice ceea ce demonstrează faptul că sistemul de ecuații ce definește parametrii înfășurării în scurtcircuit are numai două relații independente.

Precizare: aceleași relații se obțin și dintr-o probă de stingere de curent.

Pentru $p_1 = -1,818$ și $p_2 = -20$, rezulta următoarea legătura între parametrii:

$$L_1 R_2 / (L_1 L_2 - M_{12}^2) = 10,9 \quad (\text{A2.32})$$

$$(R_2 - 1,818 L_2) / (L_1 L_2 - M_{12}^2) = 16,7272 \quad (\text{A2.33})$$

$$(R_2 - 20 L_2) / (L_1 L_2 - M_{12}^2) = -181,8181 \quad (\text{A2.34})$$

Cunoscând $p_1 p_2 = R_1 R_2 / (L_1 L_2 - M_{12}^2)$ se poate scrie :

$$p_1 p_2 = R_1 10,9 / L_1 \quad (\text{A2.35})$$

și rezultă $L_1 = 0,299H$, la rezistența fazei statorice măsurată $R_1 = 1,011\Omega$.

Pe baza rezultatelor de mai sus se poate scrie:

$$C = U(R_2 + pL_2) 10,9 / L_1 R_2 p_2 (p_2 - p_1) = (1 + p_2 L_2 / R_2) U 10,9 / L_1 p_2 (p_2 - p_1) \quad (\text{A2.36})$$

sau:

$$L_2/R_2=0,2916 \quad (A2.37)$$

Înlocuind L_2/R_2 din relația (A2.37) rezultă:

$$\begin{aligned} p_1+p_2 &= -(R_1L_2+R_2L_1)/(L_1L_2-M_{12}^2) = - [R_1(L_2/R_2)+L_1]/[L_1(L_2/R_2)-(M_{12}^2/R_2)] = \\ &= -21,818 \end{aligned} \quad (A2.38)$$

și se obține:

$$M_{12}^2/R_2=0,0625 \quad (A2.39)$$

La o probă de stingere de curent prin înfășurarea (1) din bilanțul energetic între $t=0$ și $t=\infty$ se poate scrie:

$$1/2L_1I_0^2 = \int_0^{\infty} R_1i_1^2(t) dt + \int_0^{\infty} R_2i_2^2(t) dt \quad (A2.40)$$

Curentul $i_2(t)$ scris sub forma :

$$i_2(t) = Fe^{p_1 t} + Ge^{p_2 t} \quad (A2.41)$$

unde:

$$F = R_1M_{12}I_0/(L_1L_2-M_{12}^2)(p_1-p_2) \quad (A2.42)$$

$$G = R_1M_{12}I_0/(L_1L_2-M_{12}^2)(p_2-p_1) \quad (A2.43)$$

ecuația de bilanț energetic (A2.40) conduce la următoarea legătură între parametrii:

$$14,995 = 8,728 + R_2M_{12}^2 0,15377 / (L_1L_2 - M_{12}^2)^2 \quad (A2.44)$$

Și această relație este o combinație a ecuațiilor ce definesc legătura între parametrii. În esență oricâte probe s-ar face nu se obțin decât două relații independente.