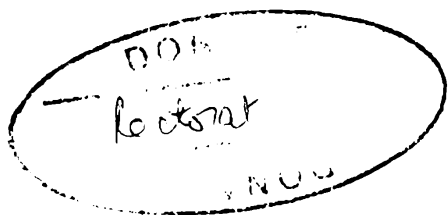


MINISTERUL EDUCAȚIEI NAȚIONALE  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA  
FACULTATEA DE INGINERIE HUNEDOARA

TEZĂ DE DOCTORAT

STUDIUL GENERATORULUI  
ELECTRIC REGLABIL  
FĂRĂ PERII



BIBLIOTECA CENTRALĂ  
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"  
TIMIȘOARA

Conducător științific:  
Prof.dr.ing. SAIMAC ANTON

Autor:  
ing. DEACONU SORIN IOAN

1998

621279  
366 B



# CUPRINS

	pag.
CUPRINS.....	1
INTRODUCERE.....	6
<b>1. GENERATOARE ELECTRICE REGLABILE FĂRĂ PERII</b>	
1.1 Introducere .....	8
1.2 Clasificarea generatoarelor electrice reglabile fără perii .....	8
1.3 Sinteza avantajelor și dezavantajelor principalelor generatoare electrice reglabile fără perii .....	9
1.3.1 Mașini electrice sincrone cu magneți permanenți.....	9
1.3.2 Mașini electrice sincrone cu reluctanță variabilă.....	11
1.3.3 Mașini electrice sincrone cu dublă excitație statorică în curent alternativ și în curent continuu.....	13
1.3.4 Mașini electrice sincrone cu rotor cu anizotropie distribuită.....	14
1.3.5 Mașini electrice sincrone cu histerezis.....	18
1.3.6 Mașini electrice sincrone cu dublă excitație statorică în curent alternativ .....	19
1.3.7 Mașini sincrone pas cu pas .....	21
1.3.8 Mașini sincrone cu excitatoarea inversată.....	22
1.3.9 Mașini sincrone homopolare cu câmp longitudinal și transversal ..	23
1.3.10 Mașini sincrone liniare heteropolare.....	26
1.4 Concluzii .....	27
1.5 Bibliografie .....	29
<b>2. CONTRIBUȚII LA STUDIUL CÂMPULUI ȘI PARAMETRILOR GENERATORULUI ELECTRIC SINCRON HOMOPOLAR REACTIV CU EXCITAȚIE STATORICĂ</b>	
2.1 Introducere .....	31
2.2 Studiul câmpului magnetic și estimarea parametrilor mașinii sincrone homopolare cu excitație statorică prin metode clasice ale teoriei mașinilor electrice .....	33
2.2.1 Curba tensiunii magnetice produse de înfășurare .....	33
2.2.2 Intensitatea câmpului magnetic și inducția magnetică în intrefier ..	37

2.2.3	Coeficientul lui Carter . . . . .	39
2.2.4	Reactanța de scăpări în creștătură . . . . .	39
2.2.5	Efectul refulării curentului asupra reactanței de scăpări în creștătură . . . . .	41
2.2.6	Reactanța ciclică utilă . . . . .	42
2.2.7	Reactanța de scăpări diferențiale . . . . .	42
2.2.8	Reactanța de scăpări la capetele dinților . . . . .	43
2.2.9	Reactanța de scăpări în părțile frontale . . . . .	44
2.2.10	Reactanța longitudinală și transversală . . . . .	44
2.3.	Modelul matematic al generatorului electric sincron homopolar reactiv cu excitație statorică . . . . .	45
2.3.1	Modelul ortogonal fizic (MOF) . . . . .	45
2.3.2	Ecuțiile modelului ortogonal fizic . . . . .	46
2.3.3	Modelul ortogonal general al mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică . . . . .	49
2.4	Analiza numerică a câmpului electromagnetic . . . . .	53
2.4.1	Câmpul magnetic în teoria microscopică . . . . .	53
2.4.2	Ecuțiile fundamentale ale câmpului electromagnetic macroscopic în medii mobile . . . . .	53
2.4.2.1	Ecuțiile reprezentând legile generale și de material . . . . .	53
2.4.2.2	Particularizarea ecuațiilor reprezentând legile generale și de material . . . . .	55
2.4.3	Unicitatea rezolvării ecuațiilor fundamentale ale câmpului electromagnetic macroscopic . . . . .	56
2.4.4	Modelul numeric de câmp electromagnetic . . . . .	56
2.4.5	Modelul matematic variațional de câmp electromagnetic . . . . .	57
2.4.6	Formele funcționalei energetice asociate câmpului electromagnetic în regim cvasistaționar de tip magnetic. . . . .	59
2.4.7	Metode numerice și algoritmi de rezolvare a modelului matematic variațional de câmp electromagnetic. Metoda elementelor finite (MEF). . . . .	60
2.4.8	Principiul MEF . . . . .	61
2.4.9	Ecuțiile caracteristice MEF pentru câmpul electromagnetic în regim cvasistaționar de tip magnetic . . . . .	62
2.4.10	Algoritmul programabil aferent MEF . . . . .	65
2.5	Metoda circuitelor magnetice echivalente . . . . .	65

2.5.1 Permeanțe în circuite magnetice . . . . .	65
2.5.2 Surse în circuite magnetice . . . . .	70
2.5.3 Circuite magnetice echivalente pentru înfășurări plasate în creștături . . . . .	76
2.5.4 Rezolvarea circuitului magnetic echivalent . . . . .	78
2.5.5 Matricele de transformare a înfășurării . . . . .	84
2.6 Concluzii . . . . .	93
2.7 Bibliografie . . . . .	95

### 3. CALCULUL MAȘINII SINCRONE HOMOPOLARE REACTIVE CU EXCITAȚIE STATORICĂ

3.1 Calculul electromagnetic . . . . .	97
3.1.1 Datele de proiectare . . . . .	97
3.1.2 Calculul dimensiunilor principale . . . . .	98
3.1.3 Alegerea dimensiunilor creștăturii, izolației creștăturii și a dimensiunilor conductorului . . . . .	100
3.1.4 Calculul solicitărilor în circuitul magnetic . . . . .	104
3.1.5 Calculul solenației de excitație . . . . .	105
3.1.6 Calculul bobinei de excitație . . . . .	110
3.1.7 Calculul pierderilor în înfășurarea de excitație . . . . .	112
3.1.8 Calculul parametrilor înfășurării indusului . . . . .	112
3.1.9 Calculul pierderilor în înfășurarea indusului . . . . .	115
3.1.10 Dimensionarea înfășurării de amortizare . . . . .	116
3.1.11 Calculul parametrilor înfășurării de amortizare . . . . .	117
3.1.12 Calculul parametrilor și constantelor de timp ale regimului tranzitoriu. Curenții de scurtcircuit. Caracteristicile mașinii . . . . .	121
3.1.13 Calculul pierderilor în fier . . . . .	127
3.1.14 Calculul randamentului mașinii . . . . .	128
3.1.15 Calculul masei materialelor active . . . . .	128
3.1.16 Calculul termic al mașinii . . . . .	129
3.1.17 Secțiunile principale în mașină, forma tolei și schema de înfășurare . . . . .	135
3.1.18 Programul de calcul electromagnetic și programul de optimizare a proiectării mașinii (Pascal) . . . . .	135
3.1.19 Proiectarea unei serii de mașini cu putere nominală de 50, 100 și 200 KVA . . . . .	137

3.2	Calculul câmpului în mașina sincronă homopolară reactivă cu excitație statorică prin metoda elementului finit. . . . .	137
3.2.1	Programul Maxwell, de calcul cu element finit tridimensional . . .	137
3.2.2	Descrierea domeniului de calcul și precizarea condițiilor de frontieră. . . . .	138
3.2.3	Rezultatele calculului cu element finit. . . . .	139
3.3	Calculul parametrilor și caracteristicilor mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică prin metoda circuitului magnetic echivalent. . . . .	143
3.3.1	Schema de înfășurare a mașinii. . . . .	143
3.3.2	Calculul permeanțelor și surselor din circuitul magnetic. . . . .	145
3.3.3	Calculul solenațiilor de reacție. . . . .	149
3.3.4	Rezolvarea sistemului extins de ecuații algebrice și diferențiale ale mașinii . . . . .	150
3.3.5	Caracteristicile mașinii determinate prin calcul. . . . .	155
3.3.6	Determinarea parametrilor cu metoda circuitului magnetic echivalent . . . . .	156
3.3.7	Programul de calcul în Turbo C. . . . .	158
3.4	Comparație a rezultatelor obținute prin cele trei metode de calcul . . . . .	160
3.5	Concluzii. . . . .	161
3.6	Bibliografie. . . . .	163
4.	CONCEPEREA ȘI REALIZAREA MODELULUI EXPERIMENTAL AL MAȘINII SINCRONE HOMOPOLARE REACTIVE CU EXCITAȚIE STATORICĂ	
4.1	Descrierea modelului experimental . . . . .	165
4.2	Datele de proiectare ale modelului experimental . . . . .	166
4.3	Mărimi geometrice ale modelului experimental . . . . .	167
4.4	Etapele tehnologice de realizare ale mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică . . . . .	171
4.5	Descrierea sistemului de achiziție și prelucrare a datelor . . . . .	172
4.5.1	Blocul de adaptare . . . . .	172
4.5.2	Sistemul de achiziție - ADA 3100 . . . . .	173
4.5.3	Achiziționarea și prelucrarea datelor . . . . .	174
4.6	Prezentarea mașinii și a ansamblului experimental. . . . .	174
4.7	Concluzii. . . . .	178
4.8	Bibliografie . . . . .	179

## 5. REZULTATE EXPERIMENTALE

5.1 Determinarea caracteristicilor mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație satorică în regim autonom . . . . .	180
5.2 Determinarea reactanțelor supratranzitorii și a reactanțelor sincrone ale mașinii . . . . .	185
5.3 Determinarea rezistenței și reactanței de succesiune inversă . . . . .	190
5.4 Determinarea rezistenței și reactanței de succesiune homopolară . . . . .	191
5.5 Determinarea raportului de scurtcircuit și a capacității de suprasarcină a mașinii . . . . .	192
5.6 Determinarea randamentului mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație satorică . . . . .	193
5.7 Analiza armonică a curbei tensiunii electromotoare induse la funcționarea în gol și la funcționarea în sarcină . . . . .	195
5.8 Pornirea în asincron a mașinii . . . . .	196
5.9 Determinarea formei de variație și a mărimii câmpului magnetic în intrefier . . . . .	197
5.10 Concluzii. . . . .	199
5.11 Bibliografie. . . . .	200

## 6. CONCLUZII GENERALE

6.1 Domenii posibile de utilizare. . . . .	201
6.2 Prezentarea contribuțiilor personale. . . . .	202
6.3 Concluzii finale. . . . .	203

## 7. ANEXE

7.1 Programul de calcul electromagnetic și de optimizare a proiectării (Turbo Pascal). . . . .	205
7.2 Rezultatele calculului cu ajutorul programului în Turbo Pascal pentru puterile de 25, 50, 100 și 200kVA. . . . .	205
7.3 Schema de înfășurare simplificată și principalele secțiuni în mașina sincronă homopolară reactivă cu excitație satorică. . . . .	236
7.4 Valorile câmpului magnetic determinate cu ajutorul metodei tridimensionale a elementului finit. . . . .	240
7.5 Programul de calcul cu ajutorul metodei circuitului magnetic echivalent (Turbo C). . . . .	240

8. BIBLIOGRAFIE SELECTIVĂ. . . . .	244
------------------------------------	-----

# INTRODUCERE

Dezvoltarea societății moderne necesită un consum de energie electrică din ce în ce mai mare. Producerea energiei electrice se bazează aproape în totalitate pe mașinile electrice sincrone. Îmbunătățirea caracteristicilor, construcției și performanțelor acestor mașini a fost, este și va fi o preocupare permanentă a cercetătorilor.

Multe din aplicațiile actuale folosesc mașini de construcție specială datorită randamentului ridicat, greutateii reduse, simplității constructive, fiabilității, lipsei înfășurărilor în mișcare de rotație, lipsei contactelor alunecătoare și posibilităților de control eficient și reglare rapidă.

Prezenta teză de doctorat se înscrie pe linia acestor preocupări, scopul principal al cercetărilor teoretice și experimentale efectuate de autor fiind conceperea, realizarea și experimentarea unui generator sincron homopolar reactiv cu excitație statorică care să fie utilizat ca generator în regim autonom sau cuplat la rețea pentru valorificarea potențialului hidroenergetic sau eolian, dar și pentru servomotoare în sisteme automate cu răspuns rapid în cuplu.

În urma cercetărilor cu caracter original se propun etapele tehnologice pentru realizarea în serie a acestor mașini.

Teza de doctorat conține cinci capitole în care se prezintă conținutul cu 145 desene și caracteristici, un număr de 666 relații, o introducere, un capitol de concluzii generale, un capitol de anexe și bibliografia selectivă cu 167 poziții din care 12 poziții reprezintă lucrări personale ale autorului sau în colaborare, totalizând 253 pagini. Întregul ei conținut s-a cristalizat în urma unei activități de cercetare de peste 12 ani depusă de autor în domeniu.

Capitolul 1 al tezei face o prezentare succintă a principalelor tipuri de mașini sincrone, reglabile fără perii în scopul identificării oportunității studierii aprofundate a mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică. Asupra acestei mașini se propune un studiu teoretic, construirea unui model experimental la scară redusă și realizarea încercărilor experimentale asupra acestuia.

Capitolul 2 tratează studiarea teoretică a mașinii alese în capitolul anterior prin mai multe metode: metoda de analiză clasică a mașinilor electrice, metoda elementului finit și metoda circuitelor magnetice echivalente.

În primul caz se propun relațiile de calcul ale reactanțelor sincrone și de dispersie în cazul circuitului magnetic longitudinal în formă de U al mașinii și cu o înfășurare a indusului de construcție specială în formă de opt.

Pornind de la modelul ortogonal general al mașinii sincrone se propune un model



similar pentru cazul particular al mașinii cu excitație statorică.

Metoda elementului finit tridimensională se utilizează pentru calculul exact al câmpului magnetic în mașină și pe baza acestui calcul se propune îmbunătățirea proiectării mașinii.

Prin rezolvarea circuitului magnetic echivalent se determină curbele solenațiilor mașinii, caracteristicile de funcționare și parametrii. Întregul capitol este contribuția originală a autorului.

Capitolul 3 este consacrat utilizării rezultatelor teoretice obținute în capitolul anterior pentru calculul unei mașini sincrone homopolare reactive cu excitație statorică cu o putere de 25kVA pe baza celor trei metode prezentate anterior și compararea acestor rezultate.

În cadrul metodei clasice de calcul se urmăresc determinarea tuturor dimensiunilor geometrice, verificarea solicitărilor electrice și magnetice și determinarea parametrilor de regim staționar și tranzitoriu. Se propune optimizarea proiectării cu ajutorul unui program de calcul.

Metoda elementului finit arată care sunt zonele în care mașina este supradimensionată contribuind la scăderea costului și greutatea.

Prin metoda circuitelor magnetice echivalente se calculează caracteristicile și parametrii mai exact decât cu metoda clasică și într-un timp mult mai scurt decât prin metoda elementului finit.

Conținutul acestui capitol are caracter original.

Capitolul 4 prezintă modelul experimental la scară redusă, cu o putere de 5 kVA, în scopul verificării rezultatelor teoretice. Sunt date etapele tehnologice de realizare a unei mașini sincrone homopolare reactive. Este descris sistemul de adaptare, achiziție și prelucrare a datelor folosit pentru determinările experimentale. Și conținutul acestui capitol este preponderent original.

Capitolul 5 cuprinde partea experimentală a acestei lucrări. Încercările au fost efectuate în laboratorul de mașini electrice la Facultatea de Electrotehnică Timișoara și în laboratorul de acționări electrice al Facultății de Inginerie Hunedoara. Rezultatele încercărilor experimentale confirmă corectitudinea studiilor din capitolele 2 și 3.

În capitolul 6 se prezintă domeniile posibile de utilizare, contribuțiile originale aduse de autor în rezolvarea problemei și concluziile finale.

Lucrarea de față, prin chestiunile teoretice și experimentale cu caracter original pe care le conține se face utilă fabricanților și utilizatorilor de mașini electrice.

## CAPITOLUL 1

# **GENERATOARE ELECTRICE REGLABILE** **FĂRĂ PERII**

### **1.1 Introducere**

Sistemele electroenergetice [7] asigură energia sub formă electrică necesară economiilor moderne, de la industriile convenționale până la cele de vârf și consumul casnic. Aproape întreaga energie electrică produsă în lume ( 99,99 % ) este obținută cu ajutorul generatoarelor sincrone. Din această cauză a existat permanent preocuparea îmbunătățirii construcției, caracteristicilor și performanțelor acestora, rezultând tipuri noi de generatoare.

Progresele în industriile de vârf sunt legate de noile tipuri de mașini electrice alimentate prin convertoare statice de putere cu tiristoare sau cu tranzistoare, având posibilitatea reglării turației, poziției sau a valorii cuplului cu ajutorul unor sisteme de comandă cu microprocesoare.

Dezvoltarea sistemelor automate a deschis un domeniu extrem de larg utilizării mașinilor electrice speciale, conducând la realizarea unor noi soluții constructive sau chiar la apariția unor noi principii de funcționare. Se poate afirma că nu există astăzi domeniu industrial, de transport terestru sau aerospațial în care mașinile electrice speciale să nu fie prezente. Nu există mașină unealtă modernă fără câteva servomotoare, traductoare de poziție și viteză, vehicule de transport terestru autonome fără generatoare sincrone speciale, avion sau rachetă fără platforme de stabilizare giroscopică cu motoare sincrone cu histerezis, nici un sistem de calcul puternic fără echipamente periferice acționate de servomotoare ultrarapide sau motoare pas cu pas.[17]

În domeniul mașinilor sincrone se fac cercetări asidue pentru obținerea unor performanțe deosebite în condițiile unei greutate reduse, a unui randament ridicat cu posibilități largi de control și reglaj și cost specific mic.

În acest capitol se trec în revistă rezultatele cercetărilor recente în domeniul mașinilor electrice sincrone speciale.[25]

### **1.2. Clasificarea generatoarelor electrice reglabile fără perii**

Mașinile sincrone reglabile fără perii se pot grupa în următoarele categorii:

- mașini sincrone heteropolare
  - cu magneți permanenți;
  - cu reluctanță variabilă;
  - cu dublă excitație statorică în c.a. și în c.c.;
  - cu dublă excitație statorică în c.a.;
  - cu rotor cu anizotropie distribuită ( ALA );
  - cu histerezis;
  - pas cu pas;
- mașini sincrone cu excitatoare inversată:
- mașini sincrone homopolare rotative;
- mașini sincrone homopolare liniare :
  - cu flux transversal;
  - cu flux longitudinal;
- mașini sincrone liniare heteropolare;

În continuare se vor analiza pe rând aceste mașini din punct de vedere al caracteristicilor constructive, al caracteristicilor de funcționare și al performanțelor. Acest studiu se face pentru selectarea tipului de generator sincron reglabil care se comportă cel mai bine în regimuri dinamice, are un reglaj bun și un cost redus.

### **1.3 Sinteza avantajelor și dezavantajelor principalelor generatoare electrice reglabile fără perii**

#### **1.3.1 Mașini electrice sincrone cu magneți permanenți**

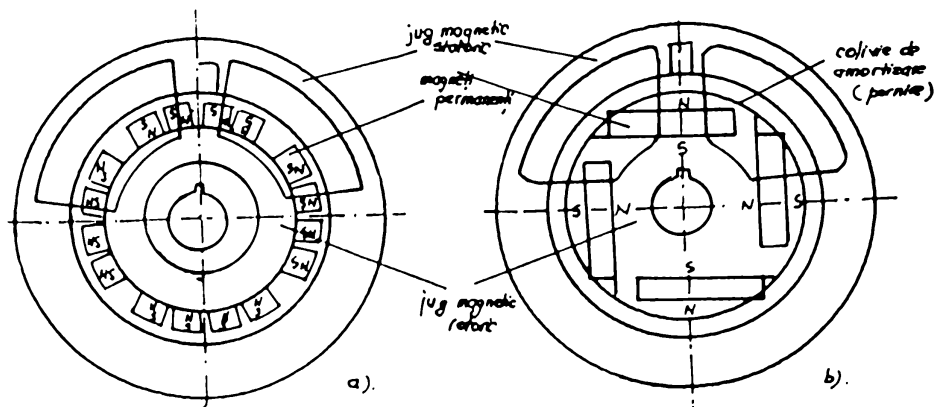
Aceste mașini folosesc în locul excitației electromagnetice magneți permanenți. Magneții permanenți de înaltă energie au fost cercetați și aplicați la mașinile sincrone datorită densității mari de cuplu, pierderi raportate la cuplu mici, raport mare între puterea activă și puterea aparentă și răspuns rapid de cuplu. Aceste acționări au o gamă largă de viteze dinamice cu curent de comandă sinusoidal sau dreptunghiular [1], [7], [17], [18].

Costul ridicat al magneților, limitările datorate temperaturii de funcționare, limitarea cuplului tranzitoriu de vârf datorită demagnetizării, restrânge aplicațiile acestora.

În practică se utilizează următoarele variante constructive:

- cu magneți permanenți polari, care au aceeași reluctanță magnetică după cele două axe  $L_{dm} = L_{qm}$  (fig. 1.1.a);
- cu magneți permanenți interpolari, care au reluctanța magnetică diferită după cele

două axe  $L_{dm} < L_{qm}$  (fig . 1.1.b).



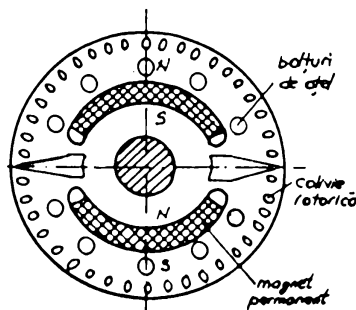
**Fig . 1.1**

Rotor cu magneți permanenți

a ) magneți polari;

b ) magneți interpolari.

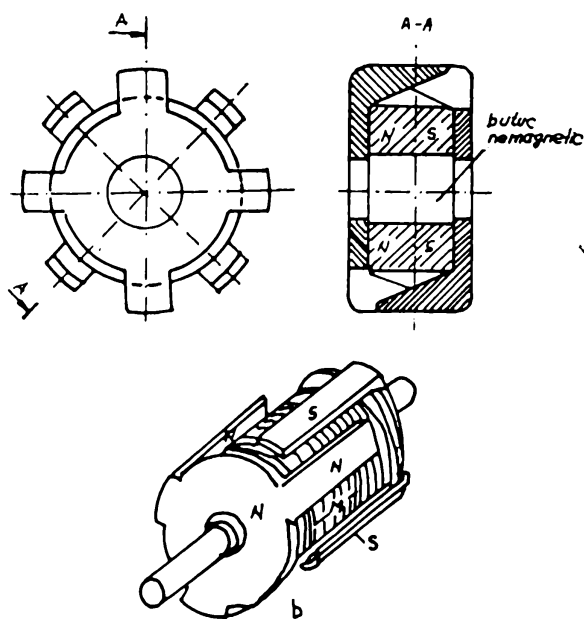
Spectrul repartiției inducției magnetice produse de magneții permanenți în întrefier este complex, în general tridimensional, calculabil mai precis cu metoda elementului finit. În sarcină, magneții permanenți sunt supuși efectului demagnetizant al câmpului de reacție al indusului. Pentru limitarea acestui efect se utilizează mai ales magneți permanenți cu caracteristica de magnetizare liniară și câmp coercitiv mare, și o colivie de amortizare care are un rol important în îmbunătățirea funcționării mașinii (fig . 1.2).



**Fig . 1.2**

Rotor cu magneți permanenți și colivie.

Există și soluția constructivă cu poli gheară ( fig .1.3.) care are avantajul obținerii unui câmp magnetic inductor mai uniform în întrefier.



**Fig . 1.3**

Rotoare cu magneți permanenți și poli gheară.

Piesele masive joacă rolul unei colivii de amortizare și pornire. [17].

Magneții permanenți permit realizarea unor mașini sincrone de construcție foarte simplă, fără contacte alunecătoare și fără înfășurări de excitație, de fiabilitate ridicată, dimensiuni și greutate reduse, preț de cost scăzut și un randament superior.

### 1.3.2 Mașini electrice sincrone cu reluctanță variabilă

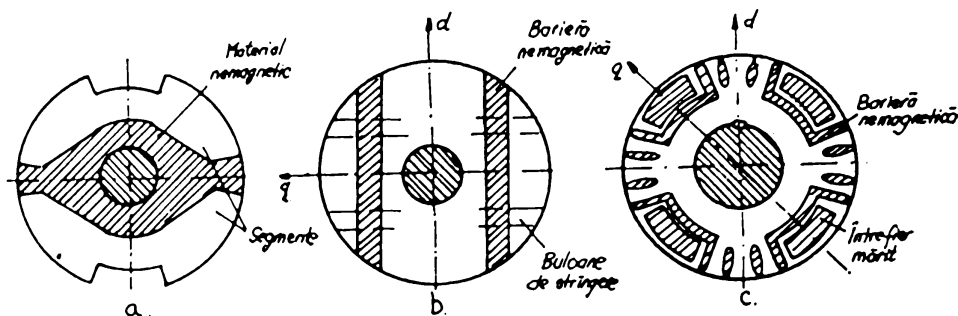
Mașinile sincrone cu reluctanță variabilă se mai numesc și reactive și se caracterizează prin absența excitației sau a magneților permanenți. Ele sunt asemănătoare cu mașinile asincrone prezentând însă un întrefier mai mare [1], [3], [12], [17], [18], [19], [20].

Rotorul prezintă o anizotropie magnetică realizată fie prin folosirea unor bariere nemagnetice (fig . 1.4.a), fie printr-un rotor segmentat (fig . 1.4.b) sau o soluție combinată (fig . 1.4.c), care să conducă la un raport al reluctanțelor după cele două axe cât mai ridicat.

Puterea electromagnetică este dată de relația:

$$P_c = M_e \frac{\omega_1}{p} = 3\omega_1 (L_{dm} - L_{qm}) I_d I_q, \quad (1.1)$$

- unde :
- $\omega_1$  este pulsația tensiunii induse;
  - $p$  este numărul perechilor de poli;
  - $L_{dm}$ ,  $L_{qm}$  sunt inductivitățile de magnetizare după cele două axe;
  - $I_d$ ,  $I_q$  sunt componentele curentului de fază descompus după axele  $d$  și  $q$ .



**Fig. 1.4**

Forme de rotoare cu reluctanță variabilă

- a) Cu bariere nemagnetice; b) Cu rotor segmentat;  
c) Cu bariere nemagnetice și întrefier uniform.

S-au realizat rotoare cu bariere de flux sau tole axiale la care raportul:

$$\frac{X_d}{X_q} = 4 - 6 \text{ respectiv } \frac{X_d}{X_q} = 10 - 15, \quad (1.2)$$

în timp ce  $X_d$ , prin micșorarea întrefierului crește la valori tipice mașinii asincrone. Rotorul poate fi realizat fie din oțel masiv fie din tole și prevăzut cu o înfășurare de amortizare care să asigure pornirea și să îmbunătățească stabilitatea mașinii în funcționare.

Pentru modificarea turației este necesară modificarea frecvenței, ea făcându-se în limite largi (1:10000) cu ajutorul invertoarelor de curent cu modulare în lățime de puls (PWM).

Avantajele mașinii sincrone reactive sunt: tehnologia simplă de fabricație, prețul de cost scăzut, pornirea ușoară, robustețea. Gama de puteri este de la câteva zeci de W la câteva zeci de KW, cu factor de putere, randament și gabarite comparabile cu cele ale mașinilor asincrone de putere echivalentă.

Indiferent de regimul de funcționare al mașinii, ca motor sau ca generator, ea absoarbe putere reactivă din rețea.

### 1.3.3 Mașini electrice sincrone cu dublă excitație statorică în curent alternativ și în curent continuu

La aceste mașini statorul are două înfășurări distincte plasate în aceleași creștături cu număr de perechi de poli diferiți,  $p$  respectiv  $q$ , iar rotorul are  $p + q$  poli (fig. 1.5) [5].

Înfășurarea cu  $q$  perechi de poli este alimentată în curent continuu și se numește înfășurare de câmp, iar înfășurarea cu  $p$  perechi de poli este alimentată în curent alternativ și se numește înfășurare principală.

Alimentând înfășurarea principală cu o tensiune de frecvență  $f_1$ , rotorul modulează câmpul învârtitor indus rezultând o viteză

$$\omega_r = \frac{f_1}{p + q} \quad (1.3)$$

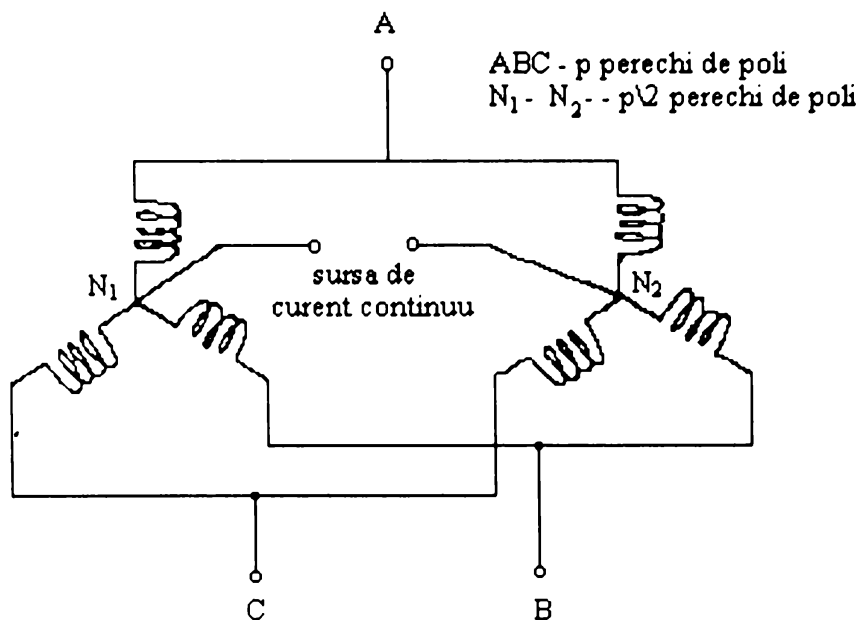


Fig. 1.5

Înfășurare statorică dublă.

Pentru pornire se conectează mai întâi înfășurarea de câmp pe o rezistență externă după care se alimentează înfășurarea principală și mașina pornește ca o mașină asincronă fără colivie. Când s-a atins viteza de sincronism  $\omega_r$ , înfășurarea de câmp se alimentează de la sursa de c.c. și mașina se autosincronizează.

Dacă rotorul ar avea și o colivie, cuplul de pornire asincron va crește și va asigura amortizarea în jurul vitezei de sincronism.

Factorul de putere poate fi modificat precis prin variația curentului continuu de intrare. Dezavantajele acestui tip de mașină sunt saturația care apare chiar și la încărcări moderate și armonicile care apar în înfășurarea principală.

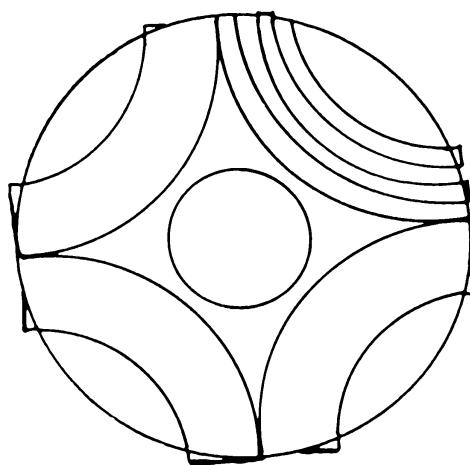
#### 1.3.4 Mașini electrice sincrone cu rotor cu anizotropie distribuită

Mașinile sincrone cu rotor cu anizotropie distribuită (ALA) (fig.1.6) s-au dezvoltat începând cu 1966 într-un efort de obținere a celor mai bune performanțe comparativ cu rotorul segmentat sau rotorul cu bariere de flux. În acest fel s-a obținut un raport mare între inductivitățile de magnetizare după axa longitudinală și după axa transversală [5], [6], [7].

Solenajia în axa q este foarte mică, fluxul perpendicular străbătând un traseu cu reluctanță magnetică foarte mare. În acest mod rezultă în axa d o inductivitate de magnetizare  $L_{dm}$  comparabilă cu aceea cu a mașinilor cu întrefierul uniform.

$$L_{dm} > 0.95 L_m \quad (1.4)$$

La construcția unui rotor ALA, putem avea una sau mai multe tole axiale intercalate cu straturi izolatoare (fig .1.6 respectiv fig .1.7).



**Fig . 1.6**

Construcția rotorului cu anizotropie distribuită cu tole axiale.



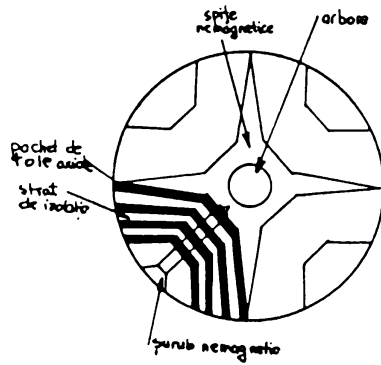


Fig . 1.7

Rotor ALA cu patru poli cu pachete cu mai multe tole axiale.

Deoarece liniile fluxului statoric în axa q sunt perpendiculare pe tolele rotorice se produc pierderi în miezul magnetic. Pentru reducerea acestor pierderi este adecvată folosirea unor tole cu configurație specială (fig . 1.8).

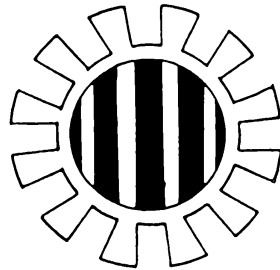


Fig. 1.8

Configurație a tolelor pentru reducerea pierderilor .

Cuplul electromagnetic sincron este direct proporțional cu raportul  $\frac{L_{dm}}{L_{qm}}$ . Dacă lipsește colivia de amortizare funcționarea mașinii poate să fie instabilă. Utilizând pentru alimentare un convertor cu controlul poziției se poate elimina acest inconvenient.

Presupunând potențialul magnetic vector al rotorului egal cu zero, se poate defini un întrefier echivalent x de-a lungul axei d și unul de-a lungul axei q. Componenta fundamentală a inducției magnetice în întrefier, în lungul celor două axe are expresia:

$$B_{id} = \frac{\mu_o}{1+k_s} F_{id} \frac{4}{\tau} \frac{1}{g_d(x)} \cos^2 \frac{\pi x}{\tau} dx , \quad (1.5)$$

$$\dot{B}_{iq} = \frac{\mu_o}{1+k_s} F_{iq} \frac{4}{\tau} \frac{1}{g_q(x)} \sin^2 \frac{\pi x}{\tau} dx , \quad (1.6)$$

unde :

$\mu_0$  - permeabilitatea magnetică a vidului;

$k_s$  - factorul de saturație;

$F_{id}$ ,  $F_{iq}$  - armonicile fundamentale ale solenației după axa d respectiv q;

$\tau$  - pasul polar;

$g_d(x)$ ,  $g_q(x)$  - întrefierul echivalent de-a lungul axei d respectiv q.

În cazul unei configurații cu doi poli (fig .1.9) se dă funcția de definiție a întrefierului:

$$g_d(x) = \begin{cases} gk_c & 0 < x < \frac{\tau}{2} \\ gk_c + \frac{1}{2} D_r \left( 1 - \sin \frac{\tau_p \pi}{2\tau} \frac{1}{\sin \frac{\pi x}{\tau}} \right) & \frac{\tau_p}{2} < x < \frac{\tau}{2} - r_c \\ gk_c + \frac{\pi}{2} \left( \frac{\tau}{2} - x \right) & \frac{\tau}{2} - r_c < x < \frac{\tau}{2} \end{cases}, \quad (1.7)$$

$$g_q(x) = \begin{cases} gk_c + k_u x, & 0 < x < \frac{\tau_p}{2} \\ gk_c + k_u \frac{\tau_p}{2} + \frac{\pi}{2} \left( x - \frac{\tau_p}{2} \right), & \frac{\tau_p}{2} < x < \frac{\tau}{2} \end{cases}, \quad (1.8)$$

unde

$\tau_p$  - este lățimea tălpii polare;

$D_r$  - este diametrul rotorului;

$k_u$  - factorul lui Carter;

$$r_c = gk_c + \frac{1}{2} D_r \left( 1 - \sin \frac{\pi \tau_p}{2\tau} \right), \quad (1.9)$$

$$k_u = \frac{\text{grosimea izolației}}{\text{grosimea izolației} + \text{grosimea tolei}}; \quad (1.10)$$

$k_u$  - 0.33 ... 0.4 coeficientul de umplere al izolației rotorului.

Pe baza relațiilor anterioare putem defini rapoartele

$$\frac{L_{dm}}{L_m} = k_{dm1} = \frac{4gk_c}{\tau} \frac{1}{g_d(x)} \cos^2 \frac{\pi x}{\tau} dx, \quad (1.11)$$

$$\frac{L_{qm}}{L_m} = k_{qm1} = \frac{4gk_c}{\tau} \int_0^{\tau} \frac{1}{g_q(x)} \sin^2 \frac{\pi x}{\tau} dx \quad (1.12)$$

În cazul utilizării creștăturilor deschise factorul lui Carter are valori mari și inductivitatea de magnetizare  $L_{dm}$  scade conducând la scăderea densității de cuplu. Este de preferat, din acest motiv, să se utilizeze creștături semideschise. Utilizarea tolelor rotorice înguste permite reducerea armonicelor cuplului și obținerea unor performanțe ridicate la viteze reduse. Comanda mașinii sincrone cu rotor ALA este aproape la fel de simplă ca la mașina sincronă cu magneți permanenți, obținând în plus o plajă largă de modificare a vitezei prin slăbire de câmp.

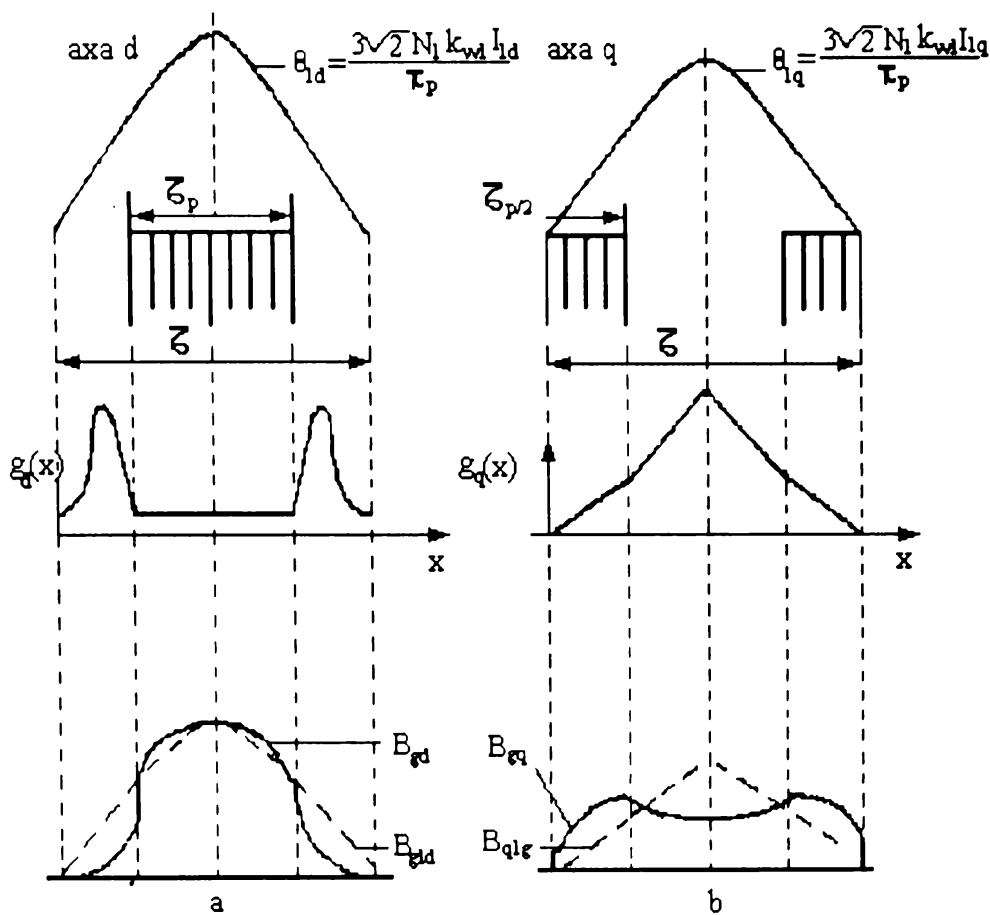


Fig. 1.9

Configurație rotorică cu doi poli.

Având calități de mașină sincronă, asincronă și pas cu pas, această mașină va cunoaște o dezvoltare industrială remarcabilă în anii viitori datorită aplicațiilor care necesită un răspuns rapid în viteză din domeniul roboticii, mașini unelte și de tracțiune

unde se cer viteze foarte mari. În regim de generator sunt din ce în ce mai folosite la hidrogenatoare sau generatoare eoliene pentru puteri de la ordinul KW până la ordinul MW. Datorită greutateii reduse și-au găsit aplicații în industria aeronautică sau aerospațială pentru grupuri motor - generator.

### 1.3.5 Mașini electrice sincrone cu histerezis

Principiul de funcționare al acestor mașini se bazează pe apariția unui cuplu electromagnetic datorită fenomenului de histerezis al materialelor feromagnetice. Deoarece în ultima vreme s-au obținut materiale magnetice dure cu inducție magnetică remanentă și intensitate a câmpului magnetic remanent mari, puterea mașinilor cu histerezis a ajuns de la 0,005 ... 0.01 W înainte, la ordinul sutelor de W în prezent, frecvența tensiunilor de alimentare fiind cuprinsă în intervalul 50 ... 1200 Hz, iar randamentul putând ajunge la 80% față de 15 ... 50% înainte [1], [11], [17], [18].

Avantajele și dezavantajele mașinilor sincrone cu histerezis sunt:

a) fără existența unei colivii suplimentare, cuplul de pornire este semnificativ iar timpul de pornire este scurt;

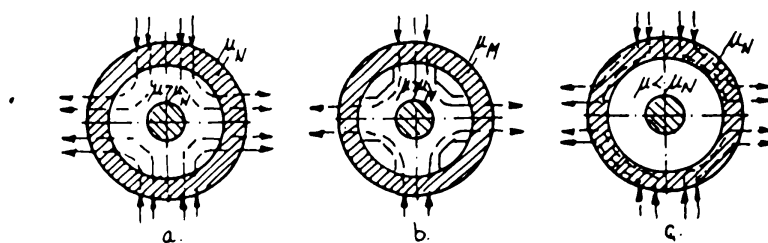
b) curentul absorbit de la rețea este sinusoidal și variază în limitele 10 ... 20 % de la pornire la mersul în gol și cu 1 ... 3 % de la mersul în gol la mersul în sarcină nominală. Curentul și viteza în regim sincron fiind practic constante, rezultă ca mașina are pierderi constante. În consecință, utilizarea unui motor cu histerezis la sarcină redusă nu este convenabilă din punct de vedere al randamentului și factorului de putere;

c) motorul cu histerezis nu are contacte alunecătoare, este sigur în funcționare și are o tehnologie de fabricație mai simplă chiar decât mașina asincronă cu rotorul în scurtcircuit;

d) la puteri mai mari de 100 W se absoarbe din rețea o putere mai mică decât cea absorbită de o mașină asincronă de aceeași putere și turație;

e) mașina cu histerezis are o greutate specifică mai scăzută decât a mașinii sincrone cu excitație convențională sau a mașinii sincrone reactive pentru puteri sub 200 W.

Domeniul de aplicație a acestor mașini este larg. Se folosesc în acționări cu momente de inerție mari, în sisteme de urmărire și servomecanisme, în instalații de înregistrare video și sonoră, în tehnica spațială la giroscopae.



**Fig . 1.10**

Tipuri de rotoare ale mașinii sincrone cu histerezis.

Reglajul de viteză este simplu, prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare sau schimbarea numărului de perechi de poli ai statorului. Construcția statorului este asemănătoare cu aceea a motoarelor asincrone sau a mașinilor sincrone cu reluctanța variabilă. El poate fi interior sau exterior, în creștături fiind plasată o înfășurare bifazată sau trifazată. Rotorul se realizează total sau parțial din material feromagnetic cu suprafața mare a ciclului de histerezis (oțeluri speciale cu crom, wolfram sau cobalt, aliaje de nichel - aluminiu).

După modul de plasare a materialului activ rotoarele mașinilor cu histerezis pot fi:

- cu cămașa cilindrică plasată pe butuc din oțel;
- cu cămașa plasată pe un miez neferomagnetic;
- cu rotor din material activ.

În fig.1.10. se prezintă diverse variante de rotoare ale mașinii sincrone cu histerezis.

### 1.3.6 Mașini electrice sincrone cu dublă excitație statorică în curent alternativ

Acest tip de mașină sincronă are statorul echipat cu două seturi de înfășurări distribuite sinusoidal având numărul de perechi de poli  $p_1$  și  $p_2$ . Rotorul este construit din proeminențe simple având numărul de perechi de poli  $p_r$ , care este impus de valorile lui  $p_1$  și  $p_2$ . În acest fel se simplifică construcția rotorului eliminând creștăturile, periile și inelele colectoare. Datorită lipsei înfășurării rotorice lipsesc pierderile în cuprul rotoric iar randamentul obținut este mai mare. Costul de fabricație, de întreținere și al convertorului fiind reduse și randamentul fiind ridicat fac ca această

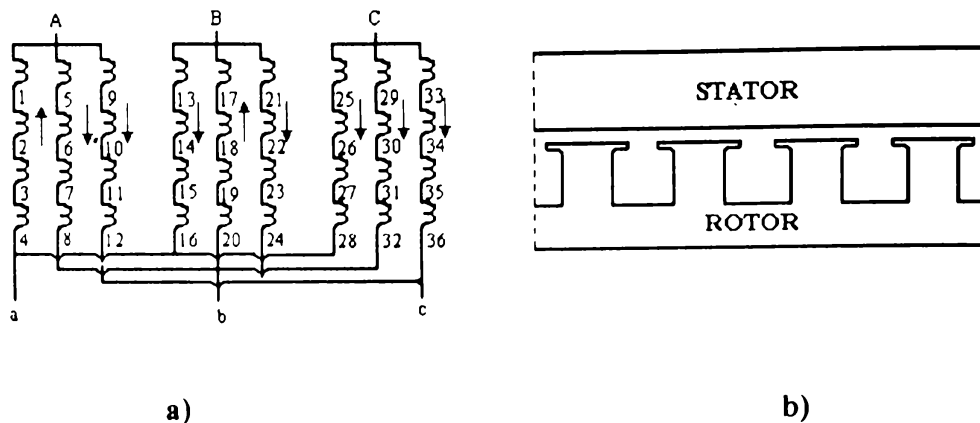


Fig . 1.11

- a) Configurația statorului;
- b) Geometria rotorului .

mașină să fie utilizată ca generator cu turație variabilă, motor cu turație variabilă și motoare pentru sisteme de compresoare și pompe.

Statorul este constituit din tole convenționale cu creștături semideschise. Rotorul este constituit din tole pentru a produce o proeminență mare între axa longitudinală și axa transversală.

Schema diagramei de conexiuni și o prezentare a geometriei statorului și rotorului sunt prezentate în fig . 1.11 [5], [16].

În figura 1.12. se prezintă modul de conectare a înfășurării statorice.

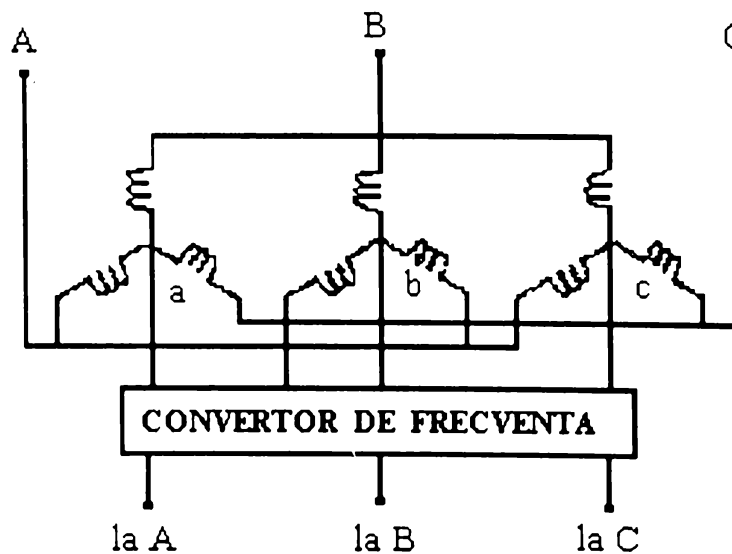


Fig . 1.12

Conexiunile statorice la mașinile cu dublă excitație statorică și reluctanță variabilă.

Privind dinspre bornele a, b, c înfășurarea este trifazată cu 6 poli, iar dinspre bornele A, B, C este trifazată cu 2 poli. Când se face alimentarea simultană a înfășurărilor de la două surse independente, curenții nu vor fi influențați unii de alții datorită simetriei înfășurărilor. Inductivitățile mașinii pot fi calculate prin teorii de câmp, element finit sau metoda circuitelor magnetice echivalente. Deoarece ambele înfășurări sunt implicate în procesul de conversie electromecanică a energiei,  $p_1$ ,  $p_2$  și  $p_r$  sunt astfel alese încât tensiunile induse și tensiunile de alimentare să aibă aceeași frecvență. Pentru reducerea pulsațiilor cuplului numărul perechilor de poli se alege astfel încât inductivitatea proprie să fie constantă. Conversia electromecanică a energiei se petrece numai la o anumită viteză

$$\omega_{m1} = \frac{\omega_1 + \omega_2}{p_1 + p_2}, \quad (1.13)$$

unde  $\omega_1$  și  $\omega_2$  sunt pulsațiile curenților prin înfășurări.

Dacă secvența curenților  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  este schimbată, să fie în opoziție cu a curenților  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$ , viteza necesară inducerii tensiunilor electromotoare induse va fi:

$$\omega_{m2} = \frac{\omega_1 - \omega_2}{p_1 + p_2} \quad (1.14)$$

Rezultă o posibilitate rapidă de schimbare a vitezei prin modificarea lui  $\omega_2$  cu ajutorul unui convertizor de frecvență.

### 1.3.7 Mașini sincrone pas cu pas

Mașinile sincrone pas cu pas transformă impulsurile electrice de tensiune în deplasări unghiulare discrete, la primirea unui impuls rotorul modificându-și poziția cu un unghi bine precizat numit pas. Ca urmare a acestei proprietăți mașinile sincrone pas cu pas se comportă ca niște convertoare electromecanice numeric analogice [15], [17], [18].

Aceste mașini și-au găsit o largă aplicare în sistemele de comandă automată pe bază de program a acționărilor mașinilor unelte, a unor mecanisme și dispozitive din comanda perifericelor calculatoarelor, înregistratoarelor după două axe X-Y, în tehnica aerospațială, aeronautică, tehnica filmării.

Motoarele sincrone pas cu pas permit realizarea unor sisteme automate de tip discret care nu au nevoie de legături inverse (reacții) deoarece stabilesc o relație de corespondență directă riguros univocă între informația primită și deplasarea unghiulară realizată.

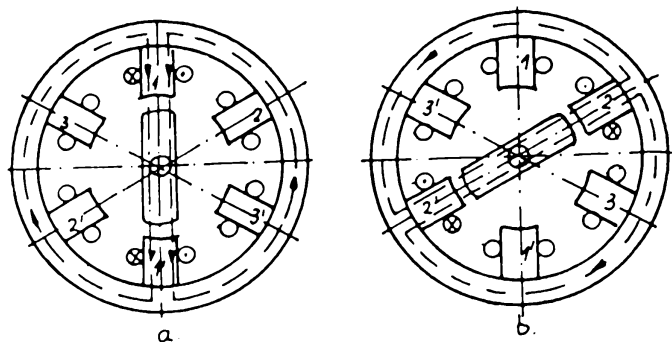


Fig . 1.13

Schema de principiu a mașinii sincrone pas cu pas.

Există mai multe variante constructive:

- mașini cu unul sau mai multe statoare cu înfășurări de comandă distribuite sau concentrate;
- mașini cu rotor cu poli aparenti (reluctanță variabilă);
- mașini cu rotor cu magneți permanenți.

Principial, o astfel de mașină este prezentată în fig .1.13.

### 1.3.8 Mașini sincrone cu excitatoarea inversată

Aceste mașini elimină periile și inelele colectoare, dar în schimb se complică construcția fiind necesare două mașini cuplate pe același arbore (fig .1.14) [7], [24].

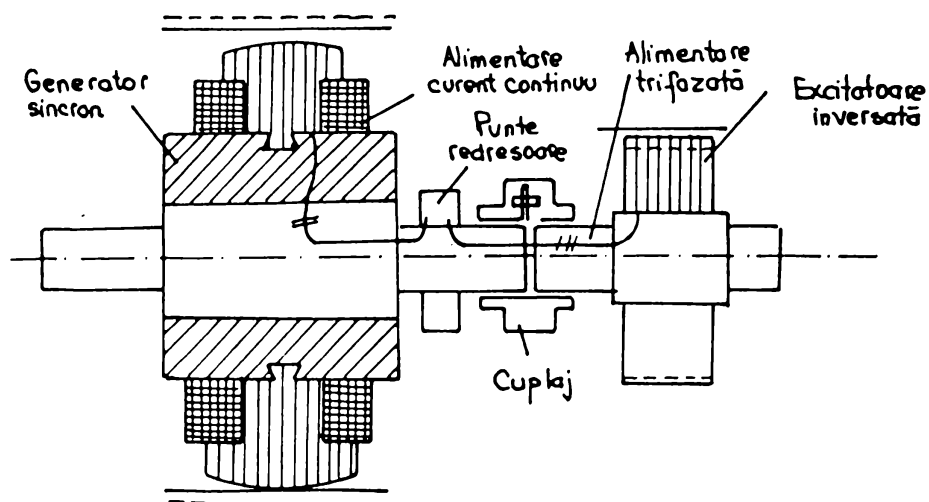


Fig . 1.14

Mașina sincronă cu excitatoare și punte redresoare .



Una din mașini este un generator sincron inversat ( excitatoare sincronă inversată ) care furnizează tensiune trifazată unui redresor necomandat de unde se alimentează excitația generatorului principal. La modificarea sarcinii reacția acestui tip de generator este foarte lentă.

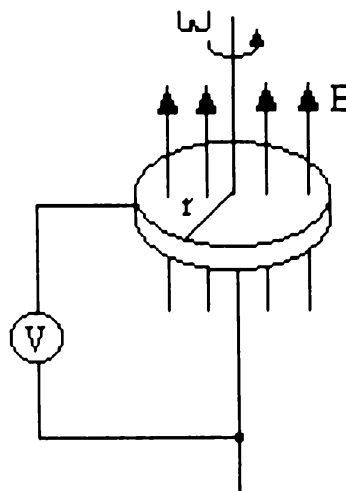
### 1.3.9 Mașini sincrone homopolare cu câmp longitudinal și transversal

Mașinile sincrone homopolare s-au dezvoltat în ultimii 50 de ani. Cercetările recente au condus la crearea unor generatoare de putere mare la frecvențe înalte. Ele se caracterizează prin mare densitate de putere, simplitate, cuplu important pe unitatea de masă și unitatea de volum, posibilități însemnate de control [4], [8], [9], [10], [14], [22].

Aceste mașini funcționează la fel de bine în regim de generator sau de motor, au cost de fabricație redus și tehnologie de realizare relativ simplă.

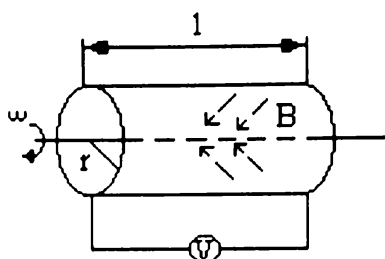
Există două configurații principale ale mașinii homopolare, configurația disc și configurația tobă.

Configurația disc constă dintr-un disc conductor ce se rotește în jurul axei sale, un câmp magnetic perpendicular pe disc creând o tensiune indusă (fig .1.15).



**Fig . 1.15**

Modelul disc al mașinii sincrone homopolare.



**Fig . 1.16**

Modelul tobă al mașinii sincrone homopolare.

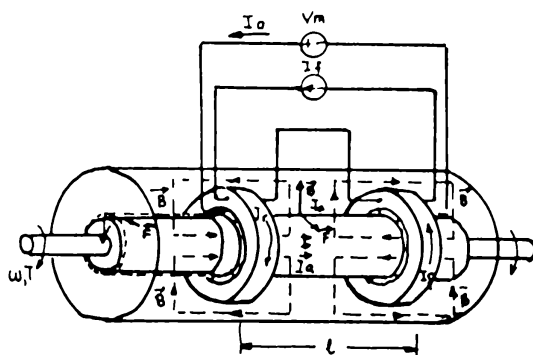
Configurația tobei constă dintr-un manșon conductor rotit în jurul axei lui într-un câmp magnetic perpendicular pe suprafața tobei (fig .1.16).

Când toba se află în mișcare de rotație, liniile fluxului radial sunt tăiate și se produce o diferență de potențial în lungul manșonului cilindric.

Configurația mașinilor homopolare este similară cu a mașinilor convenționale. Ele au o carcasă din material magnetic pentru suport constructiv și pentru închiderea liniilor câmpului magnetic creat de o înfășurare de excitație.

Un avantaj primordial al mașinilor sincrone homopolare este reducerea nivelului puterii de control prin realizarea controlului asupra câmpului bobinei de excitație.

Mașinile homopolare rotative pot fi folosite pentru propulsia vehiculelor terestre sau submersibile prin utilizarea unui grup integrat motor - generator homopolar ca interfață între un motor primar și ieșirea de putere.



**Fig . 1.17**

Modelul circuitului homopolar rotativ cu perii de contact.

Puterea de lucru poate să ajungă până la 40000 KW. Cele mai răspândite modele rotative sunt cele cu perii de contact între stator și rotor (fig .1.17).

Pentru eliminarea dezavantajului introdus de contactele alunecătoare s-a propus un model la care atât înfășurarea de excitație cât și înfășurarea indusului se află în stator. Această mașină îmbină avantajele mașinii sincrone homopolare cu acelea ale mașinii sincrone cu reluctanță variabilă ( fig .1.18) [9], [10].

Pe lângă modelul constructiv rotativ, există și numeroase aplicații liniare, care pot fi cu câmp longitudinal (fig . 1.19) sau cu câmp transversal (fig . 1.20).

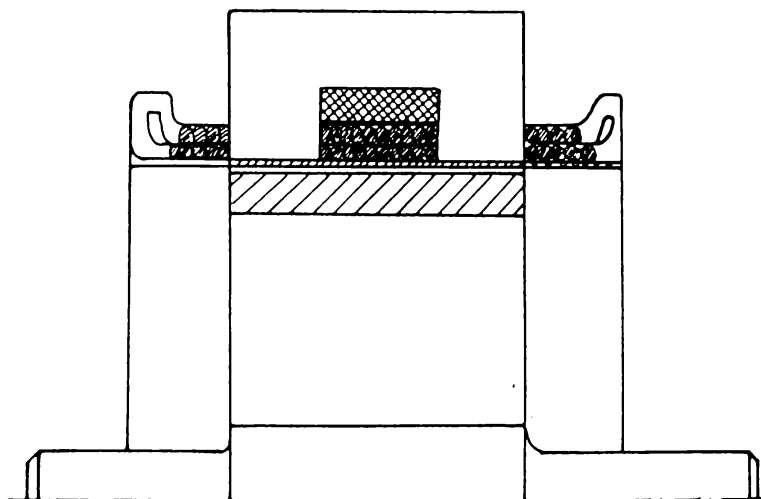


Fig . 1.18

Mașina sincronă homopolară rotativă fără perii de contact.

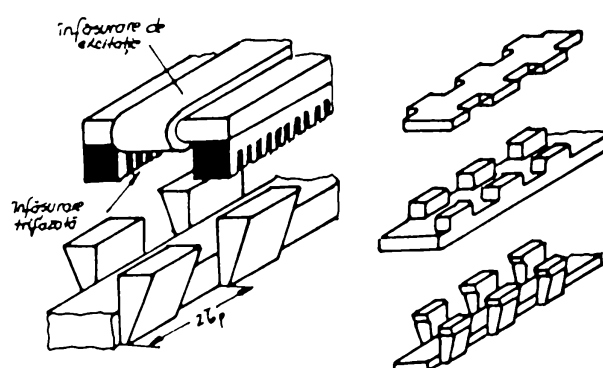


Fig . 1.19

Mașina sincronă homopolară liniară cu câmp longitudinal.

Variantele constructive liniare sunt folosite în tracțiunea electrică cu sustentare electrodinamică.

Înfășurarea indusului este în formă de opt ( fig .1.21).

Dacă miezul și calea de rulare sunt făcute din tole, se reduc substanțial pierderile în fier. Astfel mașinile sincrone homopolare liniare se pot folosi la viteze mari, cu un factor de putere ridicat și un randament bun.

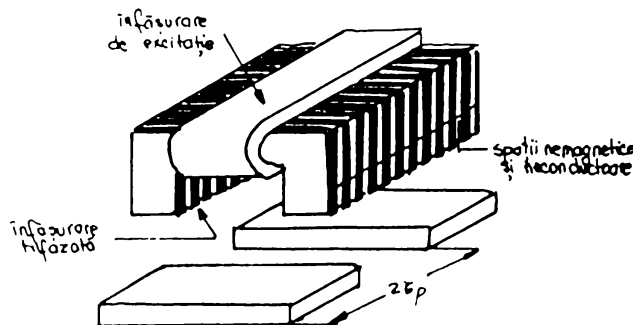


Fig . 1.20

Mașina sincronă homopolară liniară cu câmp transversal.

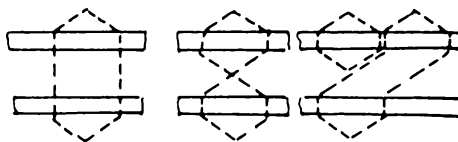


Fig . 1.21

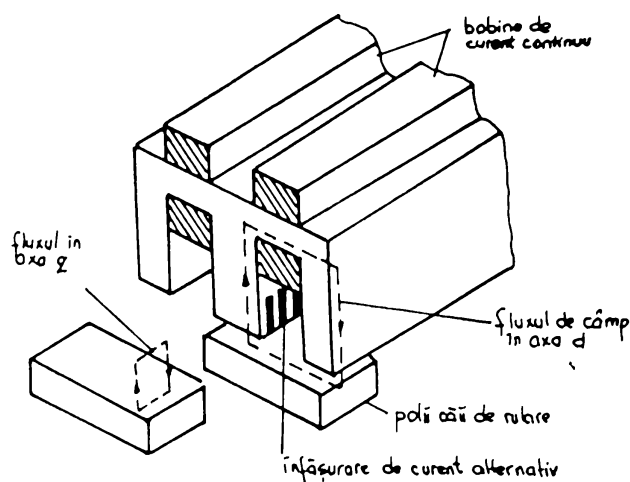
Înfășurare în formă de opt.

### 1.3.10 Mașini sincrone liniare heteropolare

Principala aplicație a acestui tip de mașină este în tracțiunea electrică.

Atât înfășurarea de excitație cât și înfășurarea indusului se amplasează pe aceeași parte a mașinii, de obicei solidar cu vehiculul, iar secundarul este masiv și constă din segmente de oțel plane încastrate în calea de rulare. În fig .1.22. se prezintă o schemă de principiu a mașinii sincrone liniare heteropolare. [2]

Dezavantajele acestei mașini sunt: pierderile importante în polii feromagnetici masivi, existența efectului de capăt și conținutul bogat de armonici superioare. În schimb factorul de putere și randamentul au valori ridicate.



**Fig . 1.22**  
Mașina sincronă liniară heteropolară.

## **1.4 Concluzii**

În paragrafele anterioare s-a făcut o prezentare succintă a principalelor tipuri de mașini electrice sincrone reglabile fără perii, însă bibliografia în domeniu nu este epuizată.

Există numeroase variante constructive ale acestor mașini în funcție de domeniul de utilizare al lor. Au fost prezentate particularitățile constructive, principalele caracteristici, avantajele și dezavantajele și cele mai importante aplicații ale lor.

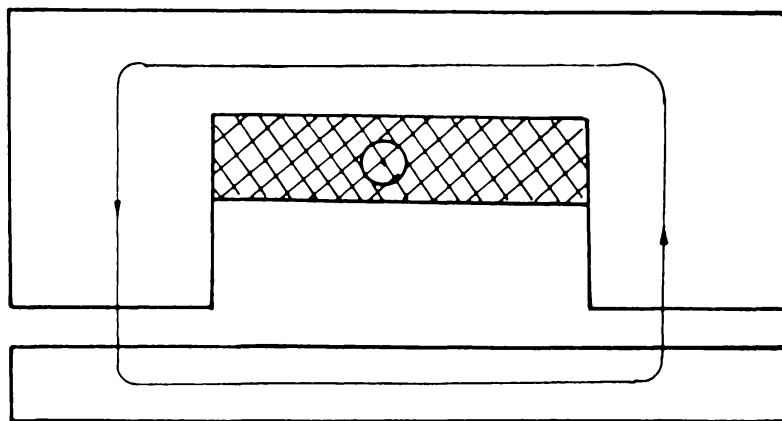
Scopul acestei sinteze este identificarea oportunității unui studiu aprofundat asupra mașinii sincrone reactive homopolare cu excitație statorică [9], [10], [25], prezentată în fig.1.18.

Ținând cont că generatoarele electrice reglabile fără perii sunt destinate să alimenteze mai ales consumatori izolați, necuplați la o rețea de alimentare cu energie electrică rezultă următoarele cerințe:

- prețul de cost scăzut;
- simplitatea constructivă;
- funcționare îndelungată fără defecțiuni;
- randament ridicat pentru o plajă cât mai largă de modificare a sarcinii;
- control eficient și o reglare simplă și rapidă;
- greutate specifică redusă.

Rezultă că este oportună alegerea pentru studiu a mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică deoarece:

- îmbină avantajele mașinilor sincrone homopolare cu ale mașinilor sincrone cu reluctanță variabilă și cu cele ale mașinilor sincrone dublu alimentate;
- are o construcție simplă a statorului format din pachete de tole în formă de U plasate longitudinal față de axa mașinii (fig. 1.23);
- rotorul este format din poli feromagnetici masivi;
- atât înfășurarea de excitație cât și înfășurarea indusului sunt plasate în stator eliminându-se în acest fel înfășurarea în mișcare de rotație și contactele alunecătoare;
- inerția rotorică este mică în lipsa înfășurării;
- controlul mașinii este simplu și rapid.



**Fig. 1.23**

Forma tolei statorice și a polului rotoric

Pentru susținerea alegerii făcute se propune un studiu teoretic de detaliu, un calcul de proiectare, construirea unui model experimental și efectuarea încercărilor experimentale.

Contribuția originală a autorului în acest capitol este efectuarea unei analize critice asupra domeniului generatoarelor electrice reglabile fără perii, de unde a rezultat opțiunea de a efectua o cercetare aprofundată asupra generatorului sincron homopolar reactiv cu excitație statorică.

## 1.5 Bibliografie

1. Armenski, E., Falk, G., *Micromasines electriques*, Editions de Moscou , MIR , 1976.
2. Balchim, M. J., Eastham, J. F., *Characteristics of heteropolar linear synchronous machine with passive secondary*, Electric Power Application, December, 1979, vol. 2, no. 8.
3. Betz, R.E., *Theoretical aspects of control of synchronous reluctance machines*, IEEE Proceeding S-B, vol. 139, No. 4, July, 1992.
4. Boldea, I., *An experimental study of LSHM*, Buletinul Științific și Tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, 2 ( 1978 ).
5. Boldea, I., Nasar, S.A., *Emerging Electric Machines with axially laminated anizotropicrotors; a review*; Electric Machine and Power Systems, 19, pp 673-703, 1991.
6. Boldea, I., Fu, Z.X., Nasar, S.A., *Digital Simulation of a vector current controlled axially - laminated anisotropic ( ALA ) rotor synchronous motor servo - drive*, 19, pg. 381-398, 1991.
7. Boldea, I., *Transformatoare și mașini electrice*, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1994.
8. Dawson, G.E., Unteregelsbacher, E., *A transverse laminated linear synchronous homopolar machine*, 1980, IEEE.
9. Deaconu, S., *The reactive synchronous homopolar machine functioning in stationary regime*, Buletinul Științific și Tehnic al UPT, Tom 40 (54), Mecanică Agricolă - Metalurgie, Fascicola 1, 2, 1995.
10. Deaconu, S., *Agregat monorotor cu excitație statorică, Tehnologii și echipamente tehnologice industriale*, Hunedoara, 1992.
11. Gălan, N., *Motorul electric cu histerezis*, Editura Tehnică, București, 1974.
12. Gheorghiu, I.S., Fransua, Al., *Tratat de mașini electrice*, vol. IV, Editura Academiei Române, București, 1972.
13. Gutt, H.J., Muller, J., *New aspects for developing and optimizing modern motorcars generators*, 1992
14. Kliman, G.B., ș.a., *Evaluation of the Claw-Pole Linear Synchronous motor and performance of the homopolar linear synchronous motor with solid iron-poles*, vol. 1, Washington D.C.,1980.
15. Kelemen, A., Crivii, M., *Motoare electrice pas cu pas*, Editura Tehnică, București, 1975.

16. Liang, F., Xu, L., Lipo, T.A., *D-q analysis of a variable speed doubly AC excited reluctance motor*, Electric Machine and Power Systems, 19, pg. 125-138, 1991, No. 2, March-April.
17. Măgureanu, R., *Mașini electrice speciale pentru sisteme automate*, Editura Tehnică, București, 1981
18. Măgureanu, R., Vasile, N., *Servomotoare fără perii de tip sincron*, Editura Tehnică, București, 1990
19. Miller, T.J.E., Hutton, A., Cossar, C., Staton, D.A., *Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive*, IEEE Transaction on Industry Application, vol. 27, nr. 4, July-August, 1991
20. Miller, T.J.E., Cossar, C., *Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive*, IEEE, As Annual Meeting, October, No. 5, pg. 122-128
21. Sarlioglu, B., Zhao, Y., Lipo, T.A., *A Novel Doubly Salient Single Phase Permanent Magnet Generator*, IEEE, Nr. 1, 1994
22. Seider, G.J., Maus, B.V., *High Efficiency homopolar machine drives, motor-con*, October, 1985
23. Tamura, Y., Tadakuma, S., *Analysis of Characteristics of Claw-Pole Commutatorless Motor Using Equivalent Magnetic Circuit*, Electrical Engineering in Japan, vol. 105, No.3, 1985, pg. 273-280
24. Teodorescu, D., *Mașini electrice. Soluții noi. Tendințe. Orientări*, Editura Facla, Timișoara, 1981
25. Deaconu, S., *Studiul comparativ al generatoarelor electrice reglabile fără perii*, Referatul Nr.1, Hunedoara, 1996



## CAPITOLUL 2

# CONTRIBUȚII LA STUDIUL CÂMPULUI ȘI PARAMETRILOR GENERATORULUI ELECTRIC REGLABIL FĂRĂ PERII

### 2.1 Introducere

Pornind de la studiul prezentat în capitolul anterior, vom examina în continuare mașina sincronă homopolară reactivă cu excitație statorică.

Repartiția spațială și variația în timp a câmpurilor magnetice în mașinile electrice sunt foarte complexe.

Ecuatiile [2] de câmp ale mașinilor electrice se bazează pe ecuațiile lui Maxwell cu neglijarea curenților de deplasare.

Mașinile electrice cuprind zone din materiale magnetice, materiale conductoare și aer. Calculul distribuției bi sau tridimensionale în regim magnetostatic cu considerarea variației în timp a curenților, este dificil de realizat prin metode clasice de calcul analitic, și de aceea sunt folosite metode numerice de câmp specifice mașinilor electrice.

Pentru rezolvarea ecuațiilor de câmp se folosește metoda potențialului vector care conduce la ecuația lui Poisson [2]:

$$\operatorname{rot}\left(\frac{1}{\mu} \operatorname{rot}\bar{A}\right) = -\sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} + \bar{J}_s, \quad (2.1)$$

$$\bar{B} = \operatorname{rot}\bar{A},$$

unde:  $A$  - este potențialul magnetic vector;  
 $J_s$  - este densitatea de curent.

Cu mici excepții tratarea bidimensională a distribuției câmpului în coordonate carteziene sau polare conduce la rezultate satisfăcătoare.

În coordonate carteziene avem [2]:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial x}\right) + \frac{\partial}{\partial y}\left(\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial A_z}{\partial y}\right) = -\sigma \cdot \frac{\partial A_z}{\partial t} + J_{sz}. \quad (2.2)$$

Rezolvarea acestei ecuații cu considerarea detaliată a geometriei mașinii, inclusiv creștăturile, se poate face numai prin metode numerice: cu diferențe finite, cu element finit și cu element de frontieră.

Necesitățile de disponibilizare rapidă a energiei [3] și de exploatare optimală prin conducere cu microcalculatoare a unor părți sau a unui întreg sistem electroenergetic național presupun modelarea tot mai exactă a generatoarelor sincrone.

Modelarea matematică presupune însă, cunoașterea parametrilor. Efecte notabile ale saturației și efectului pelicular asupra parametrilor generatoarelor sincrone au impus cercetări în vederea dezvoltării unor modele matematice aplicabile în cât mai multe regimuri de funcționare cu obiectivul final de a stabili un model universal pentru mașina sincronă. Cu toate progresele realizate acest obiectiv nu a fost încă atins.

Procedeele de determinare experimentală a parametrilor [3] cu mașina în repaus sau în mișcare de rotație, dar neconectată la rețea în sarcină, se consideră procedee de estimare. Dacă mașina este conectată la rețea în sarcină procedeele se consideră ca metode de validare a parametrilor.

O metodă recentă [4], [18] de analiză a câmpului magnetic în mașină și de calcul a parametrilor acesteia este metoda circuitelor magnetice echivalente cuplate. Această metodă ține cont de fenomenele fizice care au loc în mașină cum ar fi saturația miezului magnetic la nivel de dinte, de faptul că înfășurarea este distribuită, de armonicile de curent și tensiune și de nesimetria fazelor.

Fiecare dinte al mașinii [18] este echivalat cu o permeanță magnetică și o sursă de tensiune magnetică. Se scriu ecuațiile pentru circuitul magnetic rezultat.

Pentru dinți și juguri expresia permeanței ține cont de saturație iar pentru intrefier apare dependența permeanței între un dinte statoric și unul rotoric de poziția statorului față de rotor.

Sursele de tensiune magnetomotoare depind de curenții prin fiecare creștătură, legătura între solenaiile dinților și curenții de fază fiind dată de o matrice adecvată.

Fluxul de înlănțuire este calculat în funcție de fluxul prin fiecare dinte ținând cont de topologia înfășurării. Se ține cont de schemele de conexiune (triunghi, stea, stea cu nulul scos) și de existența căilor de înfășurare în paralel. Se scrie matricial sistemul de ecuații diferențiale:

$$\begin{aligned} U &= R \cdot I - U_e, \\ U - R \cdot I &= \frac{d\psi}{dt}, \end{aligned} \tag{2.3}$$

unde:  $U$  - vectorul tensiunilor de alimentare;  
 $R$  - matricea rezistențelor fazelor mașinii;  
 $I$  - vectorul curenților;  
 $U_e$  - vectorul tensiunilor electromotoare induse;  
 $\psi$  - vectorul fluxurilor de înlănțuire.

Cuplul electromagnetic al mașinii se obține prin derivarea energiei magnetice în funcție de unghiul dintre rotor și stator.

Viteza unghiulară rezultă din ecuația:

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = M - M_R \quad (2.4)$$

În final se scrie sistemul de ecuații diferențiale care se calculează numeric, pas cu pas. Metoda operează cu potențialul magnetic scalar spre deosebire de metoda elementului finit care opera cu potențialul magnetic vector. Dacă la metoda elementului finit câmpul poate avea orice direcție, în acest caz s-a presupus cunoscută această direcție.

Dacă în prima fază metoda nu ține cont de pierderile în fier și inductivitatea capetelor de bobină, acestea se introduc pe parcurs, prima printr-o colivie suplimentară introdusă în creștătură iar cea de-a doua prin înserierea între sursă și mașină a unor inductivități egale cu inductivitățile capetelor de bobină și care au fost calculate cu relații din teoria generală a mașinilor electrice.

Metoda este un compromis între acuratețe și timpul de calcul, care este cu mult mai scurt decât la metoda elementului finit.

## **2.2 Studiul câmpului magnetic și estimarea parametrilor mașinii sincrone homopolare cu excitație statorică prin metode clasice ale teoriei mașinilor electrice**

### **2.2.1 Curba tensiunii magnetice produse de înfășurare**

Pentru a studia câmpul magnetic în întrefier este convenabil să se plece [15], [21] de la tensiunea magnetică în întrefier, iar tensiunea magnetică în fier să se neglijeze (permeabilitatea magnetică a oțelului se consideră infinită).

În acest caz tensiunea magnetică este integrala de linie a intensității câmpului magnetic pe o direcție radială, între două puncte situate față în față pe cele două armături ale mașinii.

$$U_m = h \cdot \delta, \quad (2.5)$$

unde:  $h$  - valoarea medie a componentei radiale a intensității câmpului magnetic;

$\delta$  - lățimea întrefierului;

$U_m$  - tensiunea magnetică.

Dacă notăm cu  $x$  coordonata măsurată în întrefier, față de o axă arbitrar aleasă, tensiunea magnetică într-un punct al circumferinței va fi  $U_m(x)$ .

Se numește curbă a tensiunii magnetice dependența tensiunii magnetice de distanța  $x$ .  
 Valoarea medie a componentei radiale a inducției magnetice în intrefier în punctul de coordonată  $x$  este:

$$b = \mu_0 \cdot h = \frac{\mu_0}{\delta} \cdot U_m(x), \quad (2.6)$$

unde  $\mu_0$  este permeabilitatea magnetică a vidului.

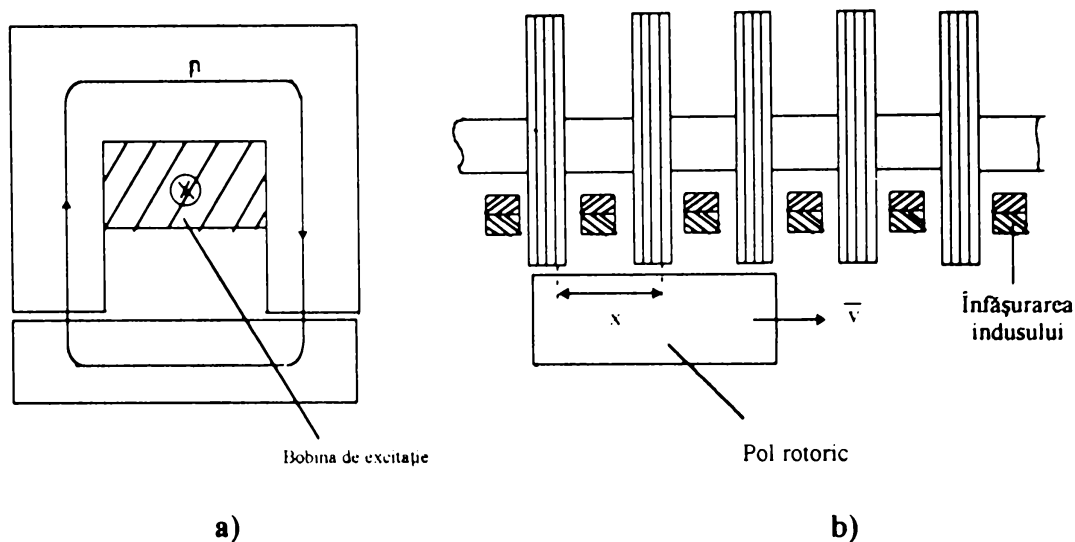


Fig. 2.1

În fig.2.1.a. se prezintă o secțiune longitudinală în mașina sincronă homopolară reactivă iar în fig.2.1.b. se prezintă o secțiune transversală desfășurată a acestei mașini.

Înfășurarea indusului este plasată în creștăturile deschise, formate între pachetele de tole în formă de U.

Bobina de excitație are formă inelară și este plasată în ferestrele pachetelor de tole, iar la trecerea polului pe sub pachetul de tole, câmpul se închide prin acesta.

Din legea circuitului magnetic aplicată curbei  $\Gamma$  din fig.2.1.a., ținând seama că se neglijează căderea de tensiune magnetică în fier, rezultă:

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = \theta_E = N_E \cdot I_E, \quad (2.7)$$

unde am notat:

$\theta_E$  - solenația înfășurării de excitație;

$N_E$  - numărul de spire al bobinei de excitație;

$I_E$  - curentul prin bobina de excitație.

Deci în momentul când polul se află sub pachetul de tole câmpul în intrefier va

avea formă dreptunghiulară. Când sub pachetul de tole nu avem un pol rotor, câmpul este aproximativ nul.

În concluzie, câmpul de excitație în întrefier în lungul periferiei este homopolar, având același sens în zonele subtraversate de polii rotorici, pozitiv sub un picior al pachetelor de tole și negativ sub celălalt.

În fig.2.2 se prezintă forma câmpului magnetic de excitație în întrefier.

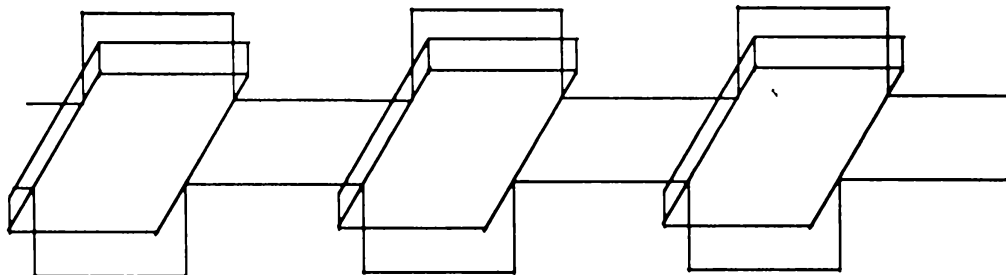


Fig.2.2

Înfășurarea indusului este în două strate, cu bobine în formă de opt, plasate în creștăturile deschise formate de pachetele de tole alăturate, conform figurii 2.3.

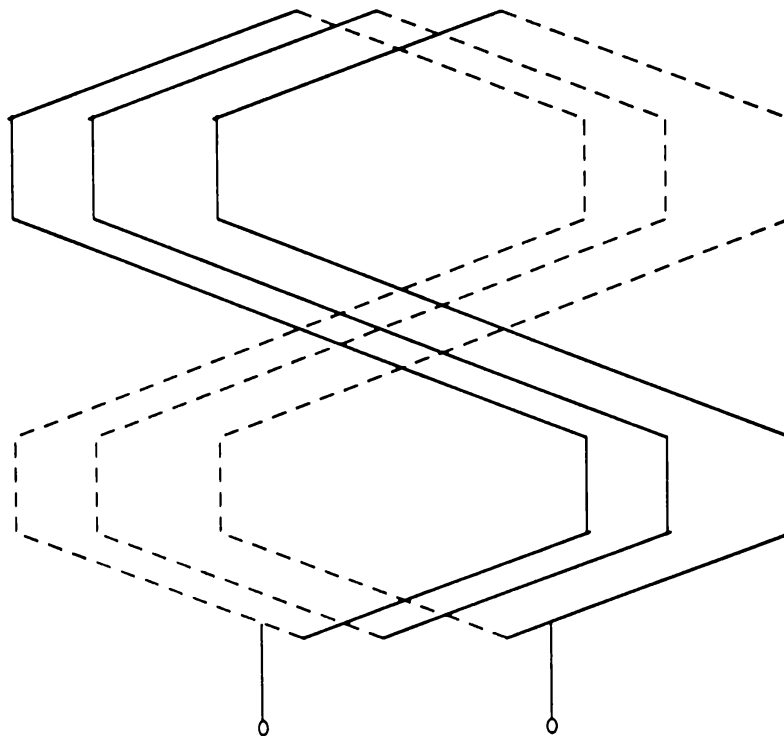


Fig.2.3

Acest tip de bobinaj permite eliminarea neuniformităților care ar apărea la un bobinaj separat pe fiecare picior al pachetelor de tole.

Înfășurarea polifazată are fazele decalate în spațiu cu arcul  $\frac{2\tau}{m}$  respectiv cu unghiul  $\frac{2\pi}{m}$ . Sensul lui x se consideră contrar celui trigonometric. Vom lua în considerare

numai armonicile fundamentale de timp ale curenților [15].

Expresia solenației de reacție a unei faze a înfășurării indusului este:

$$\theta_{k_n}(x) = 2 \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{N}{p} \cdot I \cdot \sum k_{b_i} \cdot \sin\left[\omega t - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m}\right] \cdot \cos\left[\frac{\pi}{\tau} x - (k-1) \cdot \frac{2\pi}{m}\right], \quad (2.8)$$

$$k = \overline{1, n}$$

Solenația de reacție rezultantă se obține însumând cele m expresii date de relația (2.11), obținând:

$$\theta_1(x) = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{N}{p} \cdot I \cdot k_{b_i} \cdot \left\{ \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right) + \sin\left[\omega t + \frac{\pi}{\tau} \cdot x - \frac{2}{m}(m-1)\pi\right] \right\}, \quad (2.9)$$

unde: m - numărul de faze al înfășurării polifazate;

N - numărul de spire ;

p - numărul perechilor de poli;

I - valoarea efectivă a curentului;

$\tau$  - pasul polar;

$k_{b_i}$  - factorul de bobinaj.

Pentru obținerea curbei tensiunii magnetice produse de înfășurarea indusului se poate construi dreptunghiul care reprezintă tensiunea magnetică pentru fiecare spiră în parte la momentul considerat și se însumează aceste dreptunghiuri. Deși principial este simplă, metoda este foarte laborioasă. Pentru construcția curbei ne bazăm pe faptul [15] că ordonata curbei tensiunii magnetice rezultante, variază numai în dreptul acelor creștături ale mașinii în care suma curenților este diferită de zero. În restul intervalelor curba reprezintă o constantă.

Axa absciselor se trasează ulterior astfel încât suprafețele delimitate de curbă de ambele părți ale acestei axe să fie egale între ele, deoarece fluxul care intră trebuie să fie egal cu fluxul care iese.

În fig.2.4 s-a reprezentat forma de variație a curbei solenației de reacție a indusului pe cele două picioare ale pachetelor de tole.

Reprezentarea s-a făcut pentru un dublu pas polar. Curba solenației variază în timp deoarece valoarea fazorilor curenților se modifică în timp, ei fiind rotitori. La

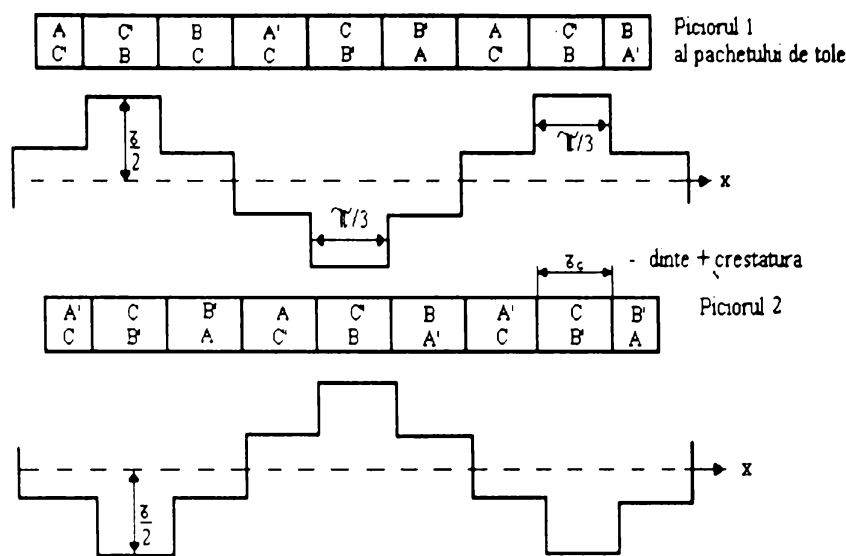


Fig.2.4

rotirea fazorilor cu  $360^\circ$  [15], adică după un timp egal cu o perioadă  $T$ , curba tensiunii magnetice rezultante se deplasează în spațiu cu  $360^\circ$ , deci cu un dublu pas polar, adică cu o pereche de poli.

Pentru  $p$  perechi de poli o rotație completă a curbei solenației de reacție rezultante se face în timpul:

$$t = p \cdot T \quad (2.10)$$

Rezultă că numărul de rotații pe secundă a curbei solenației este:

$$\frac{n}{60} = \frac{1}{p \cdot T}, \quad (2.11)$$

unde:  $n$  - este numărul de rotații pe minut.

Frecvența tensiunilor electromotoare induse în înfășurarea indusului:

$$f_1 = \frac{p \cdot n_1}{60}, \quad (2.12)$$

unde:  $n_1$  - turația cu care este rotit din exterior rotorul generatorului.

### 2.2.2 Intensitatea câmpului magnetic și inducția magnetică în intrefier

Componentele radiale ale intensității câmpului magnetic și inducției magnetice în intrefier [15] se determină dacă se cunoaște tensiunea magnetică produsă de înfășurare:

$$h(x) = \frac{\theta(x)}{\delta(x)}, \quad (2.13)$$

unde:  $\delta(x)$  - este lățimea intrefierului în punctul de coordonată  $x$  de pe periferia armăturii.

Dacă tensiunea magnetică este rotitoare, și câmpul magnetic este rotitor.

Inducția

magnetică în intrefier are expresia (2.6). Lățimea intrefierului variază datorită creșterilor statorice și datorită alternării polilor rotorici cu zone libere. Există în acest fel un intrefier minim și un intrefier maxim.

Valoarea minimă a intrefierului este între un picior al pachetului de tole și polul rotorice iar cel maxim în dreptul creșterii respectiv spațiul interpolar rotorice.

În multe cazuri, indiferent de forma câmpului, este suficient dacă se efectuează un calcul aproximativ, introducând, în loc de lățimea intrefierului  $\delta(x)$ , o lățime medie mai mare, numită intrefier echivalent  $\delta'$  care se calculează cu relația:

$$\delta' = k_c \cdot \delta, \quad (2.14)$$

unde:  $\delta$  - este lățimea minimă a intrefierului;

$k_c$  - coeficient supraunitar numit coeficientul lui Carter.

De influența tensiunii magnetice în fier, care până acum a fost neglijată, se ține seama printr-o nouă majorare a intrefierului  $\delta'' > \delta'$ . Această majorare diferă de la o armonică la alta, dar în calcul se ia influența asupra armonice fundamentale.

Curba armonice fundamentale a inducției magnetice, produsă de înfășurarea indusului, luând în considerare influența deschiderilor creșterilor prin majorarea intrefierului utilizat în calcule are relația:

$$b_1(x, t) = B_1 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} \cdot x\right), \quad (2.15)$$

unde amplitudinea este:

$$B_1 = \frac{\theta_1(x)}{\delta''_1} \cdot \mu_0 = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\mu_0}{\delta''_1} \cdot \frac{N \cdot k_{b_1}}{p} \cdot I. \quad (2.16)$$

Dacă intrefierul se consideră constant în tot lungul periferiei armăturii cele stabilite pentru tensiunea magnetică dintre armături, rămân valabile pentru intensitatea și inducția câmpului magnetic în intrefier.

Dacă în relația (2.15) se înlocuiește  $B_1$  și se ține cont de factorul de acoperire polară putem scrie:  $b_1(x, t) = 0.9 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_{E_{max}} \cdot \sin \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}$ , (2.17)

unde:  $B_{E_{max}}$  - este valoarea maximă a inducției magnetice a înfășurării de excitație;



$\alpha_p$  - factorul de acoperire polară.

### 2.2.3 Coeficientul lui Carter

Prin acest coeficient se ține seama de influența deschiderii creștăturilor înspre întrefier. De obicei se calculează numai coeficientul pentru armonica fundamentală.

Coeficientul lui Carter poate fi determinat prin una din metodele cunoscute pentru studiul câmpurilor potențiale. Pentru aceasta se consideră creștătura infinit de adâncă și cu pereții întrefierului înfiți în toate direcțiile, se neglijează curbura suprafețelor iar permeabilitatea fierului se presupune infinită (fig.2.5).

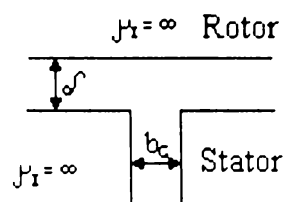


Fig.2.5

$b_c$  - lățimea creștăturii în întrefier;

$b_{ca}$  - lățimea pachetului de tole;

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{b_{ca}}{2\delta} \operatorname{arctg} \frac{b_{ca}}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{b_{ca}}{2\delta} \right)^2} \right] \quad (2.20)$$

### 2.2.4 Reactanța de scăpări în creștătură

Determinarea expresiei reactanței de scăpări [15] se poate face utilizând expresia fluxului de scăpări care înlănțuie înfășurarea sau utilizând expresia energiei câmpului magnetic de scăpări

$$L_{\sigma} = \frac{\Psi_{\sigma}}{i}, \quad (2.21)$$

$$L_{\sigma} = \frac{2W_{m\sigma}}{i^2}. \quad (2.22)$$

Cea de-a doua metodă de calcul este în general mai simplă. Aplicând legea circuitului magnetic în regim cvasistaționar și neglijând tensiunea magnetică în oțel se

obține pentru curba închisă  $\Gamma$  care trece la înălțimea  $x$  de baza creștăturii (fig.2.6) expresia:

$$H_x = i \cdot \frac{1}{b_c} \cdot N_x, \quad (2.23)$$

și deoarece în creștătură  $\mu_r \cong 1$ ,

$$B_x = \mu_0 \cdot H_x, \quad (2.24)$$

$$N_x = N_c \cdot \frac{x}{h_{ca}}, \quad (2.25)$$

unde:  $N_c$  - numărul de conductoare în creștătură;

$h_{ca}$  - înălțimea creștăturii.

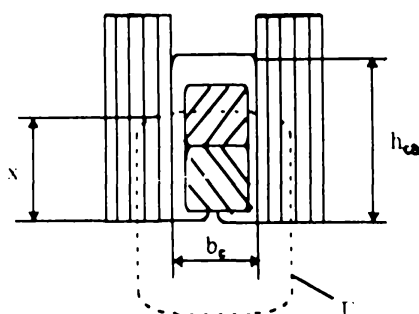


Fig.2.6

Energia magnetică:

$$W_{m\sigma_1} = \frac{1}{2} \int_V \mu \cdot H^2 \cdot dV, \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} W_{m\sigma_1} &= \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot \int_0^{h_{ca}} \left( \frac{i}{b_c} \right)^2 \cdot N_c^2 \cdot \frac{x^2}{h_{ca}^2} \cdot b_c \cdot dx = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot i^2 \cdot N_c^2 \cdot \frac{h_{ca}}{3b_c} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Din relațiile (2.22) și (2.27) rezultă inductivitatea de scăpări pe înălțimea  $h_{ca}$ :

$$L_{\sigma_{h_{ca}}} = \mu_0 \cdot N_c^2 \cdot \frac{h_{ca}}{3b_c} \quad (2.28)$$

Reactanța de scăpări în creștătură pe unitatea de lungime are expresia [16]:

$$X_c = \lambda_c \cdot 2\mu_0 \cdot \frac{N_1}{p \cdot q} \cdot 2\pi \cdot f_1, \quad (2.29)$$

unde:  $\lambda_c$  - permeanța de scăpări în creștătură;

$N_1$  - numărul de spire pe fază;

$q$  - numărul de creștături pe pol și fază;

$f_1$  - frecvența.

$$\lambda_c = \frac{h_{ca}(1 + 3\beta)}{24b_{ca}} + \frac{h_{cc}}{b_{ca}}, \quad (2.30)$$

unde avem:  $\beta$  - coeficient;

$h_{cc}$  - grosimea izolației;

$$\beta = \frac{3q - (\tau - y)}{3q}, \quad (2.31)$$

unde:  $q$  - numărul de creștături pe pol și fază;

$y$  - pasul înfășurării.

#### 2.2.5 Efectul refulării curentului asupra reactanței de scăpări în creștătură

Curentul din conductoarele care se află în creștătură produce un câmp magnetic transversal, ale cărui linii de câmp sunt perpendiculare pe pereții laterali. Variația alternativă în timp a curentului și deci a fluxului transversal, induce în conductoarele din creștături curenți suplimentari, care se suprapun peste curentul principal și se închid pe la capetele conductorului în afara creștăturii [15].

Rezultă o repartiție neuniformă a densității de curent în sensul descreșterii spre baza creștăturii și a creșterii spre vârful acesteia. Fenomenul conduce la creșterea pierderilor suplimentare în conductoare.

$$\frac{L_{\sigma_{ca}}}{L_{\sigma_{cc}}} = \frac{1}{n_s^2} \cdot \lambda(\zeta) + \frac{n_s^2 - 1}{n_s^2} \cdot \mu(\zeta), \quad (2.32)$$

unde:  $L_{\sigma_{ca}}$  - inductivitatea în curent alternativ;

$L_{\sigma_{cc}}$  - inductivitatea fără curenți suplimentari;

$n_s$  - numărul de bare suprapuse în creștătură;

$\xi$  - înălțimea caracteristică a conductorului;

$$\zeta = h_{ca} \cdot \sqrt{\frac{b_{cu} \cdot \mu_0 \cdot \omega}{b_c \cdot 2\rho}}, \quad (2.33)$$

$b_{cu}$  - lățimea conductorului neizolat;

$$\lambda(\zeta) = \frac{3}{2\zeta} \cdot \frac{\text{ch}2\zeta - \sin 2\zeta}{\text{ch}2\zeta - \cos 2\zeta}, \quad (2.34)$$

$$\mu(\zeta) = \frac{1}{\zeta} \cdot \frac{\text{ch}\zeta + \sin\zeta}{\text{ch}\zeta + \cos\zeta}. \quad (2.35)$$

### 2.2.6 Reactanța ciclică utilă

Transferul de energie între armăturile statorică și rotorică se produce prin intermediul armonicii fundamentale a inducției magnetice, iar pentru aceasta armonica fundamentală a inducției magnetice statorice produsă de excitație, respectiv de înfășurarea indusului trebuie să se rotească cu aceeași turație.

Energia magnetică corespunzătoare armonicei de ordinul 1:

$$W_{m1} = 2p \cdot l_{ica} \cdot \delta_1'' \cdot \frac{1}{2\mu_0} \cdot \frac{\tau}{2} \cdot B_1^2, \quad (2.36)$$

unde:  $l_{ica}$  - lungimea piciorului tolei.

Această energie poate fi exprimată și în funcție de inductivitate:

$$W_{m1} = \frac{1}{2} \cdot L_{m1} \cdot I^2 \quad (2.37)$$

Energia magnetică pentru cele  $m$  faze:

$$W_{m1} = \frac{m}{2} \cdot L_{m1} \cdot I^2, \quad (2.38)$$

Rezultă inductivitatea de fază, armonică fundamentală:

$$L_{m1} = \frac{12}{\pi^2} \cdot \mu_0 \cdot N_1^2 \cdot k_{b1}^2 \cdot \frac{\left(\frac{l_{ica}}{2}\right) \cdot \tau}{p \cdot k_c \cdot k_s \cdot \delta}, \quad (2.39)$$

unde:  $k_s$  - factorul de saturație.

Deoarece la calculul reactanței corespunzătoare unei faze se ia în considerare fluxul magnetic produs de toate fazele, rezultă că  $X_{m1}$  poartă numele de reactanță ciclică.

Reactanța ciclică utilă este:

$$X_{m1} = \omega \cdot L_{m1} = 2\pi f_1 \cdot \frac{12}{\pi^2} \cdot \mu_0 \cdot N_1^2 \cdot k_{b1}^2 \cdot \frac{\left(\frac{l_{ica}}{2}\right) \cdot \tau}{p \cdot k_c \cdot k_s \cdot \delta}. \quad (2.40)$$

### 2.2.7 Reactanța de scăpări diferențiale

Câmpul magnetic de scăpări diferențiale sau suplimentare se obține prin diferența dintre inducția câmpului magnetic real (rezultant) din intrefier și armonica fundamentală

a inducției câmpului magnetic.

Reactanța unei înfășurări, corespunzătoare armonicilor superioare de spațiu din întrefier [15] produse de înfășurare, se numește reactanța de scăpări diferențiale sau suplimentare.

Armonicile superioare sunt o consecință a repartiției înfășurării (care conduce la o curbă nesinusoidală a câmpului) și neuniformității întrefierului datorită prezenței dinților, crestăturilor și spațiilor interpolate.

Pentru unda de ordinul  $\nu$  avem:

$$X_{m\nu} = \left( \frac{k_{b\nu}}{k_{b1}} \cdot \frac{l}{\nu} \right)^2 \cdot \frac{\delta_1''}{\delta_\nu''} \cdot X_m \quad (2.41)$$

Reactanța totală de scăpări diferențiale este:

$$X_\delta = X_{m\nu} \sum_{\nu > 1} \left( \frac{k_{b\nu}}{k_{b1}} \cdot \frac{l}{\nu} \right)^2 \cdot \frac{\delta_1''}{\delta_\nu''} = \tau_\delta \cdot X_m \quad (2.42)$$

unde:  $\tau_\delta$  - coeficient de scăpări diferențiale.

### 2.2.8 Reactanța de scăpări la capetele dinților

O parte din fluxul de scăpări [15], produs de curentul din conductoare, se închide prin întrefier de la dinte la dinte (fig.2.7).

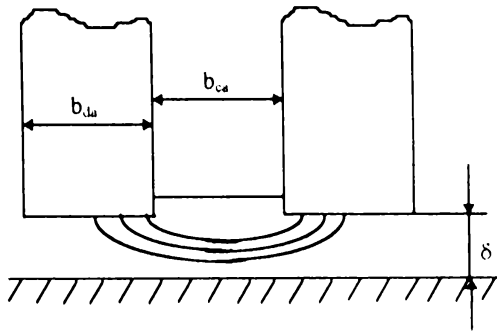


Fig.2.7

Permeanța specifică (pe unitatea de lungime) a mașinii, de scăpări la capetele dinților se adaugă la permeanța specifică de scăpări în crestătură.

Permeanța de scăpări la capetele dinților rezultă din calcul [15]:

$$\lambda_{z_1} = \frac{5 \cdot \delta_1''}{5 + 4 \cdot \frac{\delta_1''}{b_{ca}}} \quad (2.43)$$

Reactanța de scăpări la capetele dinților are expresia:

$$X_{z_1} = 4\pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_1^2}{p \cdot q} \cdot \frac{l_{ica}}{2} \cdot \lambda_{z_1} \quad (2.44)$$

### 2.2.9 Reactanța de scăpări în părțile frontale

Liniile câmpului magnetic de scăpări la părțile frontale au un aspect foarte complicat. Nu este posibil să se ia în calcul toți acești factori. De aceea în calculul fluxului de scăpări în părțile frontale se introduc coeficienți deduși experimental.

$$X_f = 4\pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot N_c^2 \cdot q^2 \cdot p \cdot l_f \cdot c_f, \quad (2.45)$$

unde:  $l_f$  - lungimea părții frontale;

$c_f$  - coeficient prin care se ține seama de tipul înfășurării și al câmpului magnetic la părțile frontale.

Deoarece

$$p \cdot q \cdot N_c = N_1, \quad (2.46)$$

rezultă:

$$X_f = 4\pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_1^2}{p \cdot q} \cdot \frac{l_{ica}}{2} \cdot \lambda_f, \quad (2.47)$$

unde:  $\lambda_f$  - permeanța specifică a capetelor de bobină;

$$\lambda_f = \frac{3}{10}(3\beta - 1), \quad (2.48)$$

cu  $\beta$  definit prin relația (2.34).

Expresia generală a reactanței de scăpări este:

$$X_\sigma = X_c + X_{z_1} + X_f + X_\delta = 4\pi \cdot f_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{N_1^2}{p \cdot q} (\lambda_c + \lambda_{z_1} + \lambda_f) + \tau_\delta \cdot X_m. \quad (2.49)$$

### 2.2.10 Reactanța longitudinală și transversală

Reactanțele mașinii sincrone după cele două axe sunt parametrii foarte importanți.

Inductivitățile de magnetizare după cele două axe au expresiile:

$$L_{md1} = k_{ad1} \cdot L_{m1}, \quad (2.50)$$

$$L_{mq1} = k_{aq1} \cdot L_{m1}, \quad (2.51)$$

unde:  $k_{ad1}$  - factorul de raportare după axa d;

$k_{aq1}$  - factorul de raportare după axa q.

Acești factori au expresiile:

$$k_{ad1} = \frac{\alpha_p \cdot \pi + \sin \alpha_p \cdot \pi}{\pi}, \quad (2.52)$$

$$k_{aq1} = \frac{\alpha_p \cdot \pi - \sin \alpha_p \cdot \pi + \frac{2}{3} \cos \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}}{\pi} \quad (2.53)$$

Reactanțele de magnetizare după cele două axe sunt:

$$X_{md1} = 2\pi \cdot f_1 \cdot L_{md1}, \quad (2.54)$$

$$X_{mq1} = 2\pi \cdot f_1 \cdot L_{mq1}. \quad (2.55)$$

Rezultă reactanțele sincrone după cele două axe:

$$X_d = X_\sigma + X_{md1}, \quad (2.56)$$

$$X_q = X_\sigma + X_{mq1}. \quad (2.57)$$

## **2.3 Modelul matematic al generatorului electric sincron homopolar reactiv cu excitație statorică**

### 2.3.1 Modelul ortogonal fizic (MOF)

Identificarea parametrilor [3], rezistențe și inductivități se realizează pe baza unui model matematic cu parametri concentrați. Modelul matematic se obține prin scrierea ecuațiilor mașinii electrice. Dacă se iau în considerare toate aspectele practice de construcție a miezului magnetic, a înfășurărilor și variația proprietăților materialelor cu solicitările și temperatura, ecuațiile și prin urmare și modelul, devin prea complicate pentru a putea fi luate în considerare în cadrul unei analize cost rezultate. Din acest motiv se operează cu anumite simplificări în funcție de exigențele obiectivului urmărit.

Modelul ortogonal fizic constituie o generalizare a modelului Blondel-Park și reprezintă o mașină electrică prevăzută în rotor și în stator cu înfășurări cu colector mecanic după fiecare din cele două axe ortogonale ale mașinii.

Periile colectoarelor înfășurărilor statorice și rotorice sunt așezate după cele două axe ortogonale și sunt rotite simultan de un singur servomotor la o turație de referință  $\omega_b$  (fig.2.8).

O astfel de mașină poate fi construită, funcționează și, din acest motiv este numită model ortogonal fizic (MOF). Periile fiecărui bobinaj sunt conectate la o sursă de putere printr-un sistem de inele colectoare a căror peri sunt solidare cu statorul. Axa periilor unei înfășurări coincide cu axa câmpului magnetic al curenților acesteia, deci cu axa

magnetică a înfășurării. Rezultă că axele magnetice ale tuturor înfășurărilor MOF se rotesc cu turația  $\omega_b$  în timp ce conductoarele efective ale acestora sunt fixe în stator iar cele din rotor se rotesc solidar cu acesta la turația  $\omega_r$ .

Întreaga teorie a modelului ortogonal are la bază ipoteza că înfășurările au distribuție spațială sinusoidală a câmpului magnetic propriu în intrefierul mașinii iar intrefierul este uniform.

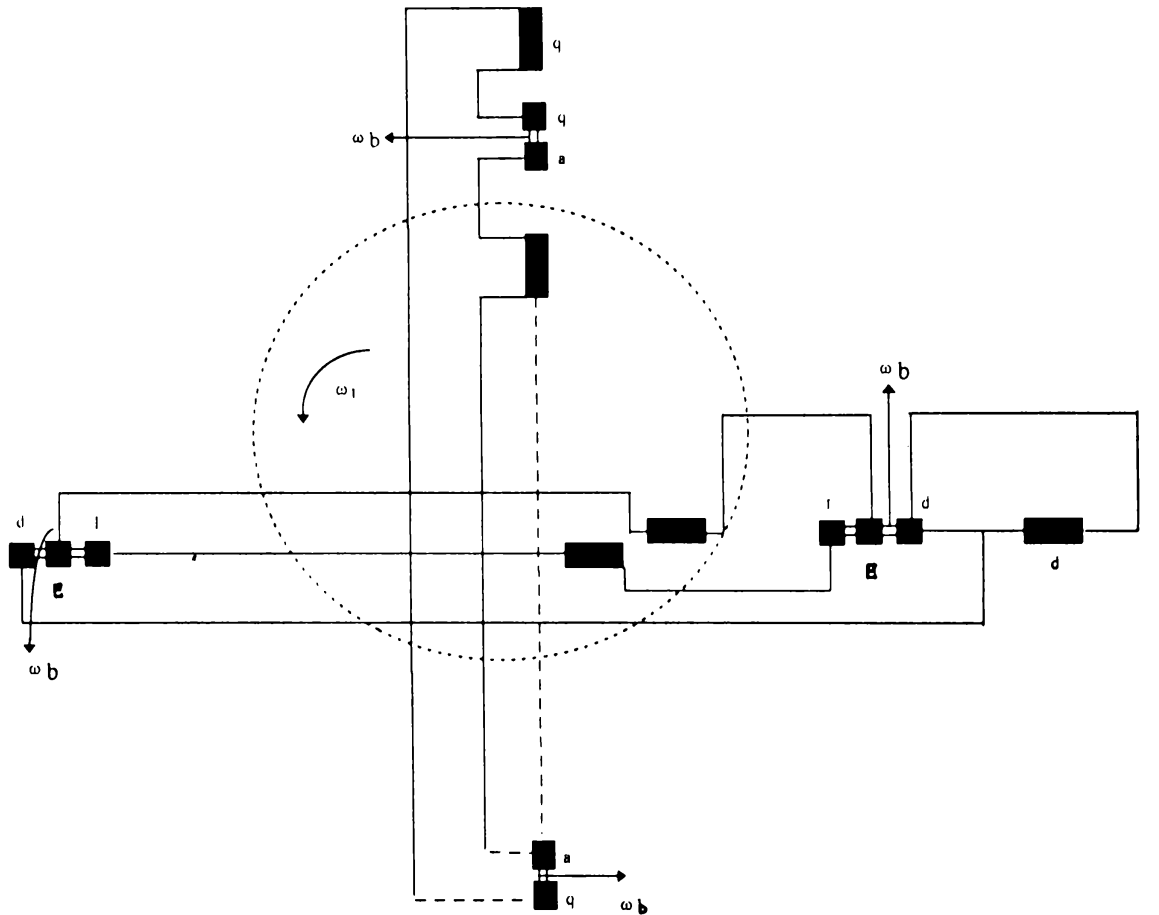


Fig.2.8

Aplicarea MOF în cazul mașinilor cu poli aparenti se face echivalând intrefierul neuniform cu unul uniform, dar cu reluctanțe magnetice diferite în cele două axe d (longitudinală) și q (transversală). Periile MOF realizează fizic operația matematică a unei transformări de coordonate.

### 2.3.2 Ecuatiile modelului ortogonal fizic

Tensiunea indusă totală  $u_{e1}$ , într-o înfășurarea a MOF nu depinde de viteza  $\omega_b$  a periilor, respectiv a sistemului de referință [3].



$$u_{et} = -\frac{d\psi_{et}}{dt} \quad (2.58)$$

Ea se poate descompune în două componente una de pulsație  $u_{ep}$  și alta de rotație  $u_{er}$ :

$$u_{ep} = -\frac{\partial\psi_{et}}{\partial t}; \quad u_{er} = -\frac{\partial\psi_{et}}{\partial\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt}; \quad u_{et} = u_{ep} + u_{er}, \quad (2.59)$$

unde:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_b - \omega_{s,r} \quad (2.60)$$

În relația (2.60)  $\omega_{s,r}$  reprezintă turația cu care se rotesc conductoarele înfășurării respective față de un referențial fix. Pentru stator  $\omega_s = 0$ , iar pentru rotor  $\omega_r = \omega_r$ . Aplicând ecuațiile (2.59) și (2.60) pentru o înfășurare din axa d, respectiv q, se obține:

$$U_{cdi} = -\frac{\partial\psi_{di}}{\partial t} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{\partial\psi_{di}}{\partial\theta}, \quad (2.61)$$

$$U_{cqi} = -\frac{\partial\psi_{qi}}{\partial t} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{\partial\psi_{qi}}{\partial\theta}. \quad (2.62)$$

Dacă repartiția fluxurilor  $\psi_{di}$  și  $\psi_{qi}$  este sinusoidală cu  $\theta$  avem:

$$\frac{\partial\psi_{di}}{\partial\theta} = -\psi_{qi}; \quad \frac{\partial\psi_{qi}}{\partial\theta} = -\psi_{di}. \quad (2.63)$$

Ecuațiile (2.63) scot în evidență faptul că tensiunile induse prin rotație sunt produse de curenții înfășurărilor din cealaltă axă ortogonală.

Renunțăm la prezentarea periiilor MOF, specificând doar rotirea axelor magnetice ale tuturor înfășurărilor cu turația  $\omega_b$  (fig. 2.9.a., 2.9.b.) [3].

Considerând asocierea sensurilor curenților și tensiunilor pentru regim de motor iar tensiunea indusă totală cu o componentă de rotație și o alta de pulsație, ecuațiile MOF devin [3]:

$$i_d \cdot R_s - U_d = -\frac{d\psi_d}{dt} + \omega_b \cdot \psi_q, \quad (2.64)$$

$$i_q \cdot R_s - U_q = -\frac{d\psi_q}{dt} - \omega_b \cdot \psi_d, \quad (2.65)$$

$$i_E \cdot R_E - U_E = -\frac{d\psi_E}{dt} + (\omega_b - \omega_r) \cdot \psi_Q \cdot k_{EQ}, \quad (2.66)$$

$$i_D \cdot R_D - U_D = -\frac{d\psi_D}{dt} + (\omega_b - \omega_r) \cdot \psi_Q \cdot k_{DQ}, \quad (2.67)$$

$$i_Q \cdot R_Q - U_Q = -\frac{d\psi_Q}{dt} - (\omega_b - \omega_r) \cdot \psi_{DE} \quad (2.68)$$

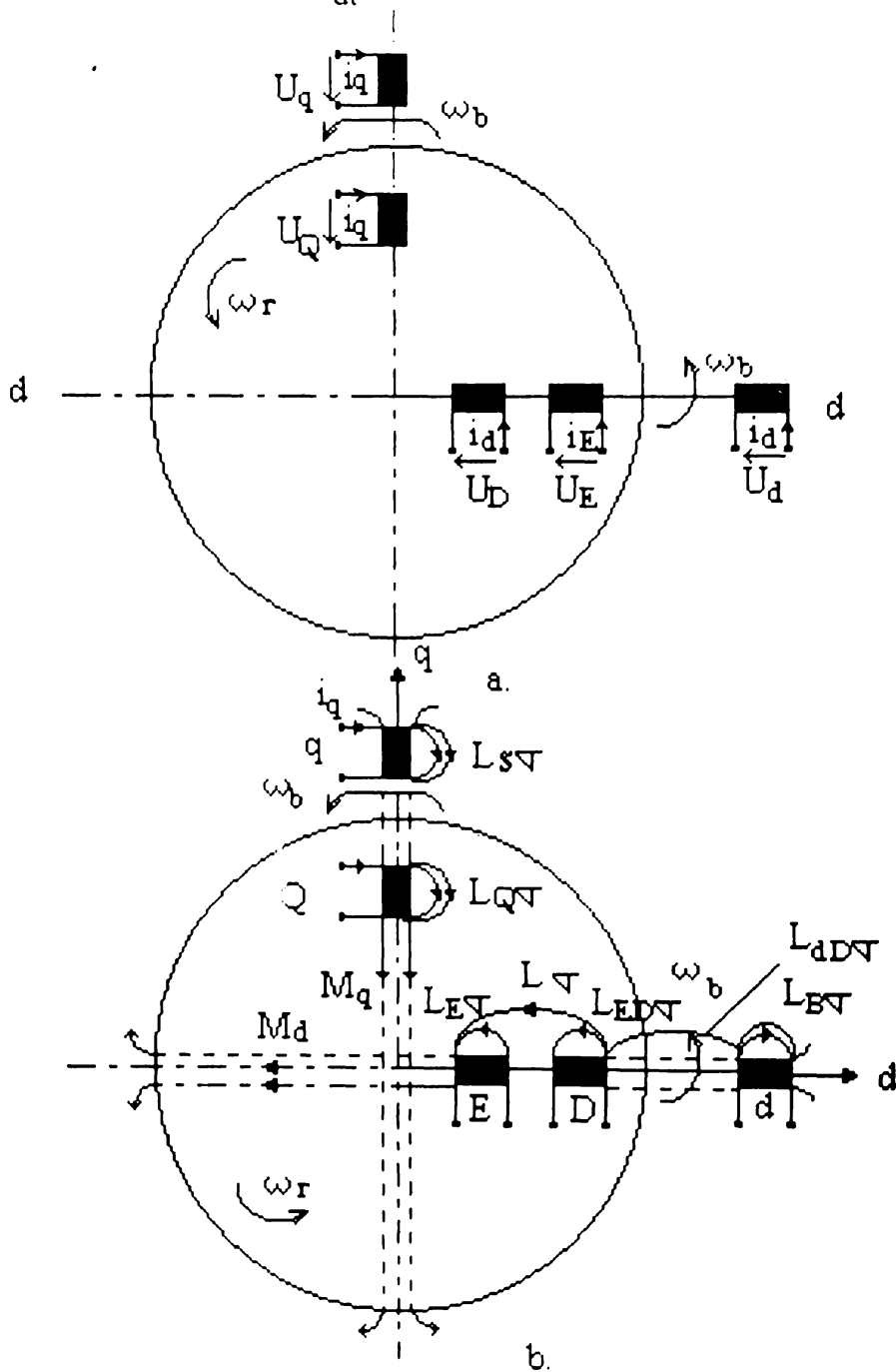


Fig.2.9

Coeficienții  $k_{EQ}$  și  $k_{DQ}$  sunt diferiți de 1 în cazul mașinii sincrone la care parametrii

înfășurărilor D și E sunt diferiți de cei ai înfășurării Q. Înfășurarea E este înfășurarea de excitație iar D și Q componentele coliviei de amortizare.

Fluxul  $\psi_{DE}$  are expresia:

$$\psi_{DE} = \frac{\partial \psi_Q}{\partial \theta}. \quad (2.69)$$

Dacă considerăm  $\omega_b = \omega_r$ , tensiunile induse prin rotație în înfășurările rotorice devin zero, iar modelul ortogonal fizic nu mai are nevoie de colector și perii în rotor.

Cuplul electromagnetic este:

$$M = p(\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d). \quad (2.70)$$

Deoarece axele magnetice ale înfășurărilor MOF sunt plasate la  $90^\circ$ , relațiile dintre fluxuri și curenți se pot scrie sub forma [3]:

$$\psi_d = L_{s\sigma} \cdot i_d + M_d(i_d + i_D + i_E) + L_{dD\sigma}(i_D + i_d), \quad (2.71)$$

$$\psi_E = L_{E\sigma} \cdot i_E + M_d(i_d + i_D + i_E) + L_{ED\sigma}(i_D + i_E), \quad (2.72)$$

$$\psi_D = L_{D\sigma} \cdot i_D + M_d(i_d + i_D + i_E) + L_{ED\sigma}(i_D + i_E) + L_{dD\sigma}(i_D + i_d), \quad (2.73)$$

$$\psi_q = L_{s\sigma} \cdot i_q + M_q(i_q + i_Q), \quad (2.74)$$

$$\psi_Q = L_{Q\sigma} \cdot i_Q + M_q(i_q + i_Q), \quad (2.75)$$

unde:  $L_{s\sigma}$ ,  $L_{E\sigma}$ ,  $L_{D\sigma}$ ,  $L_{Q\sigma}$  - inductivitățile de dispersie proprii ale înfășurărilor MOF;

$L_{dD\sigma}$ ,  $L_{ED\sigma}$  - inductivități de dispersie mutuale;

$M_d$  și  $M_q$  - inductivitățile principale de magnetizare.

Avantajul MOF este că inductivitățile sunt independente de poziția rotorului dacă sistemul de referință este atașat părții mașinii cu poli proeminenți.

Saturația magnetică modifică relațiile dintre fluxuri și curenți când inductivitățile principale și uneori cele de dispersie devin funcții de curenți.

Complexitatea manifestărilor saturației magnetice poate fi surprinsă numai prin tratarea problemei repartiției câmpului magnetic, obiectiv care poate fi realizat prin metode numerice de simulare a câmpului magnetic în mașină.

Fenomenul saturației și de histeresis se manifestă diferit în statorul și rotorul mașinilor electrice.

### 2.3.3 Modelul ortogonal al mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică

Mașina sincronă reală (fig.2.10) este prevăzută în stator cu o înfășurare trifazată

(de curent alternativ), o înfășurare de excitație (de curent continuu) și rotorul masiv.  
Transformarea se aplică numai în stator, rotorul rămânând neschimbat [3]:

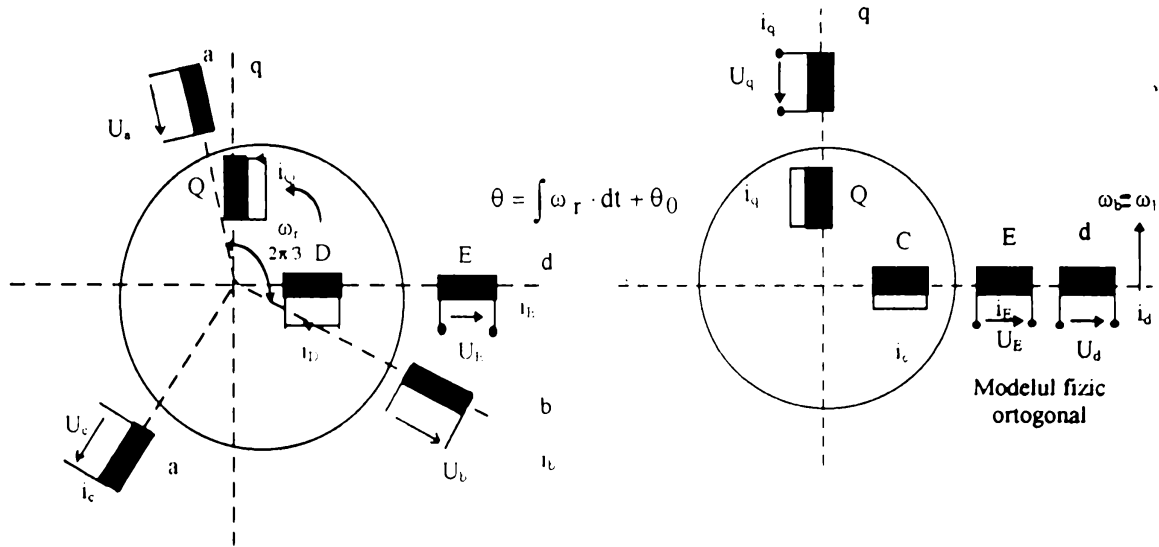


Fig.2.10

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = |P_{abcdq0}| \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad (2.76)$$

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_0 \end{bmatrix} = |P_{abcdq0}| \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix}, \quad (2.77)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_0 \end{bmatrix} = |P_{abcdq0}| \cdot \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}, \quad (2.78)$$

unde:

$$|P_{abcdq0}| = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}. \quad (2.79)$$

Transformarea Park (2.79) are inversa  $|P_{abcdq0}^{-1}|$  egală cu transformarea  $|P_{abcdq0}^T|$ .

$$|P_{abcdq0}^{-1}| = |P_{abcdq0}^T| \quad (2.80)$$

Echivalența completă între mașina reală și model presupune existența unei componente homopolare  $U_0, i_0$ . La conexiune stea  $i_a + i_b + i_c = 0$  și componenta homopolară nu intervine.

Echivalența model ortogonal - mașină reală trebuie satisfăcută nu numai din punct de vedere al puterilor momentane

$$U_d \cdot i_d + U_q \cdot i_q + U_0 \cdot i_0 = U_a \cdot i_a + U_b \cdot i_b + U_c \cdot i_c \quad (2.81)$$

ci și din punct de vedere al pierderilor, cuplului și energiei magnetice înmagazinate în întrefier.

	a	b	c	E	D	Q
a	$L_{s\sigma} + L_0 + L_g \cos 2\theta$	$M_b + L_g \cdot \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_b + L_g \cdot \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_E \cos\theta$	$M_D \cos\theta$	$-M_Q \sin\theta$
b	$M_b + L_g \cdot \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$L_{s\sigma} + L_0 + L_g \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_0 + L_g \cdot \cos 2\theta$	$M_E \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_D \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$-M_Q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$
c	$M_b + L_g \cdot \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_0 + L_g \cdot \cos 2\theta$	$L_{s\sigma} + L_0 + L_g \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_E \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_D \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	$-M_Q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$
E	$M_E \cos\theta$	$M_E \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_E \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	$L_{E\sigma} + L_{ED\sigma} + L_{Eh}$	$M_{DE} + L_{ED\sigma}$	0
D	$M_D \cos\theta$	$M_D \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_D \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	$M_{DE} + L_{ED\sigma}$	$L_{D\sigma} + L_{ED\sigma} + L_{Dh}$	0
Q	$-M_Q \sin\theta$	$-M_Q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$	$-M_Q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$	0	0	$L_{Q\sigma} + L_{Qh}$

Dacă admitem o repartiție sinusoidală a înfășurărilor și câmpului în întrefier, inductivitățile mașinii sincrone reale trifazate simetrice sunt de forma:

Matricea rezistențelor este diagonală:

$$|R_{abcEDQ}| = \text{diag}|R_s, R_s, R_s, R_E, R_D, R_Q|. \quad (2.83)$$

Folosind transformata Park pentru fluxuri și curenți, ținând cont de relația:

$$|\Psi_{abcEDQ}| = |L_{abcEDQ}| \cdot \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_E \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix}, \quad (2.84)$$

obținem:

$$\Psi_d = L_{s\sigma} \cdot i_d + \left( L_0 - M_0 + \frac{3}{2} L_2 \right) \cdot i_d + \frac{\sqrt{3}}{2} M_E i_E + \frac{\sqrt{3}}{2} M_D \cdot i_D, \quad (2.85)$$

$$\Psi_q = L_{s\sigma} \cdot i_q + \left( L_0 - M_0 - \frac{3}{2} L_2 \right) \cdot i_q + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot M_Q \cdot i_Q. \quad (2.86)$$

Comparând ecuațiile (2.85) și (2.86) cu (2.71) - (2.75) rezultă în cazul neglijării inductanței de cuplaj de dispersie între stator și colivia D ( $(L_{dD})_{\sigma} = 0$ ) vom avea:

$$\begin{aligned} X_d &= L_0 - M_0 + \frac{3}{2} L_2, \\ X_q &= L_0 - M_0 - \frac{3}{2} L_2, \\ M_0 &= -\frac{L_0}{2}. \end{aligned} \quad (2.87)$$

Ecuațiile generale ale modelului ortogonal al mașinii sincrone cu câte o colivie după fiecare axă în rotor, cu  $U_D = U_Q = 0$  și  $\omega_b = \omega_r$  sunt:

$$i_d \cdot R_s - U_d = -\frac{\partial \Psi_d}{\partial t} + \omega_r \cdot \Psi_q, \quad (2.88)$$

$$i_q \cdot R_s - U_q = -\frac{\partial \Psi_q}{\partial t} + \omega_r \cdot \Psi_d, \quad (2.89)$$

$$i_E \cdot R_E - U_E = -\frac{\partial \Psi_E}{\partial t}, \quad (2.90)$$

$$i_D R_D = - \frac{\partial \psi_D}{\partial t} \quad , \quad (2.91)$$

$$i_Q R_Q = - \frac{\partial \psi_Q}{\partial t} \quad , \quad (2.92)$$

$$M = p(\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d). \quad (2.93)$$

## 2.4 Analiza numerică a câmpului electromagnetic

### 2.4.1 Câmpul magnetic în teoria macroscopică

Câmpul magnetic este produs de corpuri în stare electrocinetică sau în stare de magnetizare, de corpuri electrizate aflate în mișcare sau de variația în timp a câmpului electric. Starea sa macroscopică, locală și instantanee, în corpuri se caracterizează prin mărimile directe de stare  $\vec{H}(\vec{r}, t)$  - intensitatea câmpului magnetic și  $\vec{B}(\vec{r}, t)$  - inducția magnetică.

Câmpul electromagnetic macroscopic în medii corporale oarecare se poate afla în următoarele regimuri de desfășurare a fenomenelor electrice și magnetice [14]:

- regimuri nestaționar (sau general variabil);
- regimul staționar.

Legile teoriei macroscopice a electromagnetismului constituie relații de natură experimentală între speciile de mărimi de stare macroscopică, locală și instantanee, a câmpului electromagnetic și a corpurilor.

Legile care caracterizează câmpul în orice regim și în orice sistem fizic se numesc legi generale iar cele care au un grad de generalitate și exactitate mai redus se numesc legi de material.

### 2.4.2 Ecuațiile fundamentale ale câmpului electromagnetic macroscopic în medii mobile

#### 2.4.2.1 Ecuațiile reprezentând legile generale și de material

Presupunem că  $R^0$  este un sistem de referință în repaus relativ, local și instantaneu, față de punctul considerat al mediului material mobil. Fie  $R$  un referențial inerțial fix, în

raport cu care se definesc vectorul de poziție  $\bar{r}(x,y,z)$  la momentul  $t$  și viteza vectorială nerelativistă,  $\bar{v}$ , pentru punctul material considerat.

În cazul în care mediul material, respectiv referențialul propriu  $R^0$ , se află într-o mișcare de rotație uniformă cu vectorul vitezei unghiulare  $\bar{\Omega}$  de modul constant (fig.2.16) atunci între coordonatele spațio-temporale  $(x^0, y^0, z^0, t^0)$  și  $(x,y,z,t)$ , definite în raport cu referențialul propriu  $R^0$ , respectiv referențialul inerțial fix  $R$ , se admite [14]:

$$\begin{aligned} x^0 &= x \cos \Omega t + y \sin \Omega t, \\ y^0 &= -x \sin \Omega t + y \cos \Omega t, \\ z^0 &= z, \\ t^0 &= t. \end{aligned} \quad (2.94)$$

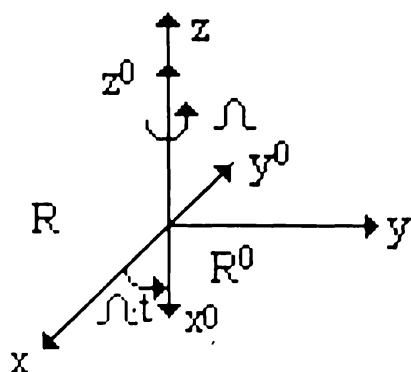


Fig.2.11

Putem scrie ecuațiile reprezentând legile generale ale câmpului electromagnetic macroscopic nestaționar, în medii în mișcare și în domenii de continuitate și netezime a proprietăților fizice locale [14]:

$$\text{rot} \bar{E}^0 = -\frac{\partial \bar{B}^0}{\partial t} + \text{rot}(\bar{v} \times \bar{B}^0), \quad (2.95)$$

$$\text{rot} \bar{H}^0 = \bar{J}^0 + \rho_v^0 \cdot \bar{v} + \frac{\partial \bar{D}^0}{\partial t} + \text{rot}(\bar{D}^0 \times \bar{v}), \quad (2.96)$$

$$\text{div} \bar{J}^0 = -\frac{\partial \rho_v^0}{\partial t} - \text{div}(\rho_v^0 \cdot \bar{v}), \quad (2.97)$$

$$\text{div} \bar{D}^0 = \rho_v^0, \quad (2.98)$$

$$\text{div} \bar{B}^0 = 0. \quad (2.99)$$

În ecuațiile anterioare viteza vectorială  $\bar{v}$ , coordonatele spațiale temporale și operatorii diferențiali s-au definit în raport cu referențialul inerțial fix  $R$ . Pentru ca



sistemul ecuațiilor de bază ale câmpului electromagnetic macroscopic în medii mobile să fie complet, trebuie adăugate ecuațiile de material:

$$\bar{D} = \bar{D}(\bar{E}, \bar{B}), \quad (2.100)$$

$$\bar{B} = \bar{B}(\bar{H}, \bar{E}), \quad \bar{H} = \bar{H}(\bar{B}, \bar{E}), \quad (2.101)$$

$$\bar{J} = \bar{J}(\bar{E}, \bar{B}) \quad (2.102)$$

#### 2.4.2.2 Particularizarea ecuațiilor reprezentând legile generale și de material

Dacă regimul este cvasistaționar magnetic în medii mobile, izotrope și omogene, nepolarizate și nemagnetizate permanent, lipsite de câmp electric imprimat, se neglijează

densitatea curentului electric de deplasare  $\left(\frac{\partial \bar{D}^0}{\partial t} = \bar{0}\right)$  și densitatea curentului electric

dinamic al distribuției volumice de sarcină electrică adevărată  $\left(\frac{\partial \rho_v^0}{\partial t} = 0\right)$ .

Sistemul (2.95)-(2.99) poate fi scris:

$$\text{rot} \bar{E}^0 = -\frac{\partial \bar{B}^0}{\partial t} + \text{rot}(\bar{v} \times \bar{B}^0), \quad (2.103)$$

$$\text{rot} \bar{H}^0 = \bar{J}^0 + \rho_v^0 \cdot \bar{v}, \quad (2.104)$$

$$\text{div}(\bar{J}^0 + \rho_v^0 \cdot \bar{v}) = 0, \quad (2.105)$$

$$\text{div} \bar{D}^0 = \rho_v^0, \quad (2.106)$$

$$\text{div} \bar{B}^0 = 0. \quad (2.107)$$

Legile de material, scrise în referințialul propriu  $R^0$ , au forma:

$$\bar{D}^0 = \epsilon \bar{E}^0, \quad (2.108)$$

$$\bar{B}^0 = \mu \cdot \bar{H}^0 \quad \text{sau} \quad \bar{H}^0 = \nu \cdot \bar{B}^0, \quad (2.109)$$

$$\bar{J}^0 = \sigma \cdot \bar{E}^0. \quad (2.110)$$

Dacă trecem ecuațiile în referințialul inerțial  $R$  ecuațiile devin:

$$\bar{D} = \epsilon(\bar{E} + \bar{v} \times \bar{B}), \quad (2.111)$$

$$\bar{B} = \mu(\bar{H} - \bar{v} \times \bar{D}),$$

$$\bar{H} = \sigma(\bar{B} + \bar{v} \times \bar{D}), \quad (2.112)$$

$$\bar{J} = \sigma(\bar{E} + \bar{v} \times \bar{B}) + \rho_v \cdot \bar{v}. \quad (2.113)$$

### 2.4.3 Unicitatea rezolvării ecuațiilor fundamentale ale câmpului electromagnetic macroscopic

Ecuațiile reprezentând legile generale ale câmpului electromagnetic macroscopic, în medii fixe sau mobile, determină în mod univoc structura și evoluția câmpului electromagnetic macroscopic, adică permit determinarea univocă a vectorilor de stare, locală și instantanee, a câmpului:  $\vec{E}$ ,  $\vec{H}$ ,  $\vec{D}$ ,  $\vec{B}$ , în oricare din regimurile sale, dacă sunt precizate următoarele condiții de unicitate [14]:

- condițiile de material;
- condițiile de viteză, prin care se consideră câmpul de viteze  $\vec{v}(\vec{r}, t)$ , ca o funcție cunoscută în domeniul  $D$  de existență a câmpului și într-un interval de timp  $[0, T]$ , iar derivatele parțiale ale vitezei în raport cu coordonatele spațiale, ca mărimi mărginite;
- condițiile inițiale (numai în regimul nestaționar),  $\vec{H}(\vec{r}, 0)$  și  $\vec{E}(\vec{r}, 0)$  pentru orice  $\vec{r} \in D$ ;
- condițiile la limită, care cuprind condițiile pe frontiera domeniului de câmp (înglobând și condițiile la infinit) și condițiile la interfața subdomeniilor de câmp în medii neomogene;
- condițiile de surse, care pretind cunoașterea funcțiilor de punct și de timp  $\rho_v, \vec{J}, \vec{P}_p, \vec{B}_{rem}, \vec{E}_{i, tot}$  în domeniile de continuitate și netezime din  $D$ ,  $\rho_v$  și  $\vec{J}_S$  (dacă există), pe suprafețele  $S$  de discontinuitate electromagnetică.

Enunțul anterior constituie teorema generală de unicitate a câmpului electromagnetic macroscopic. În formularea teoremei s-a admis existența soluției ecuațiilor fundamentale ale câmpului electromagnetic macroscopic.

### 2.4.4 Modelul numeric de câmp electromagnetic

Asupra câmpului electromagnetic macroscopic se pot formula [14], două categorii de probleme:

- a) probleme de analiză (calcul sau determinare) a câmpului electromagnetic la care fiind date: domeniul de existență a câmpului, distribuția spațio-temporală a surselor câmpului și celelalte condiții de unicitate asociate, se cere determinarea perechilor de specii de mărimi de stare macroscopică, locală și instantanee, a câmpului electromagnetic  $(\vec{E}, \vec{D})$  și  $(\vec{H}, \vec{B})$ ;

b) probleme de sinteză a câmpului electromagnetic, la care se presupune complet cunoscută repartiția spațială și evoluția în timp a câmpului electromagnetic în domeniul său de definiție și se cere determinarea corespunzătoare a curbelor câmpului.

Problemele de câmp pot fi bi sau tridimensionale.

Formularea corectă a unei probleme de analiză a câmpului electromagnetic macroscopic presupune în primul rând, definirea fenomenologiei de bază a problemei, stabilirea modului ei fenomenologic.

Urmează reflectarea în plan formal a acestei fenomenologii esențiale, conform unei corespondențe biunivoce, într-un model matematic de câmp electromagnetic. Acesta poate fi de tip diferențial, variațional sau integral.

Rezolvarea sa, în vederea obținerii soluției problemei de analiză a câmpului electromagnetic macroscopic se poate efectua pe cale analitică numerică, analogică sau grafică.

Dezvoltarea fără precedent a mijloacelor de calcul, a determinat o modificare structurală a proceselor de modelare, prin integrarea sistematică a metodelor numerice. Deși aproximative, metodele numerice. (dacă satisfac anumite criterii calitative de rigoare și convergență) conduc la rezultate acceptabile.

Reuniunea dintre un model matematic de câmp electromagnetic și o metodă numerică de rezolvare a acestuia conform unui algoritm programabil definește un model numeric de câmp electromagnetic.

#### 2.4.5 Modelul matematic variațional de câmp electromagnetic

Construcția modelului matematic variațional de câmp presupune stabilirea unui principiu variațional (de tip lagrangean sau hamiltonian), capabil să furnizeze din condiția de staționaritate a unei funcționale adecvate, ecuațiile de bază ale câmpului electromagnetic în medii materiale [14].

Formalismul variațional de tip lagrangean este asociat potențialelor electromagnetice. Acesta posedă avantajul unui puternic suport fizic și intuitiv, conferit de utilizarea funcționalelor naturale de energie.

Notând cu  $x_k$  variabilele independente (între care se poate considera și timpul) ce definesc un sistem fizic și cu  $\lambda_j$ , variabilele dependente, principiul variațional al acțiunii staționare postulează existența unei funcționale de tip integral (extinsă asupra unui domeniu arbitrar al spațiului variabilelor independente, de element  $dD$ ):

$$a = \int_D \mathcal{L}(x_k, \lambda_j, \lambda_{jk}) dD, \quad (2.114)$$

numită acțiune, care posedă o valoare staționară (sau un extrem), corespunzător evoluției reale a sistemului considerat. Integrandul  $\mathcal{L}$  se numește lagrangean și reprezintă o funcție scalară de stare a sistemului fizic respectiv, determinată de variabilele independente  $x_k$ , cele dependente  $\lambda_j$ , și derivatele parțiale de ordinul întâi,  $\lambda_{jk} = \frac{\partial \lambda_j}{\partial x_k}$ .

Ca simplă funcție de lucru, lagrangeanul nu are o semnificație fizică evidentă, totuși, pentru orice sistem (în general, nelinier) el constituie diferența dintre un termen de natura coenergiei cinetice și un altul de tipul densității energiei potențiale, adică:

$$\mathcal{L} = w_c^* - w_p \quad (2.115)$$

Condiția necesară de staționaritate este:

$$\delta a = \delta \int_D \mathcal{L}(x_k, \lambda_j, \lambda_{jk}) dD = 0. \quad (2.116)$$

Din condiția (2.116) se obțin ecuațiile de evoluție ale sistemului fizic considerat. Aplicând principiul variațional al acțiunii staționare sistemului fizic constituit dintr-un mediu corporal oarecare în prezența câmpului electromagnetic, integrala de acțiune  $a$  trebuie să conțină trei termeni aditivi:

- primul termen depinde de proprietățile corpurilor materiale în absența câmpului; el se omite deoarece nu intervine în calculul efectiv al câmpului electromagnetic;
- al doilea termen caracterizează câmpul electromagnetic liber;
- ultimul termen definește interacțiunea electromagnetică dintre câmp și corpuri.

$$\begin{aligned} a &= a_c + a_{cc} = \int_D (\mathcal{L}_c + \mathcal{L}_{cc}) \cdot dD = \\ &= \int_D \left\{ \left( \int_0^E \bar{D} \cdot d\bar{E} - \int_0^B \bar{H} \cdot d\bar{B} \right) + (\bar{J} \cdot \bar{A} - \rho_v \cdot V) \right\} \cdot dD. \end{aligned} \quad (2.117)$$

Lagrangeanul  $\mathcal{L}_c$  reprezintă o funcție scalară de mărimile directe de stare a câmpului electromagnetic macroscopic având sensul fizic de diferență dintre densitatea de volum a coenergiei electrice și energiei magnetice.

Lagrangeanul  $\mathcal{L}_{cc}$  definește diferența densităților de volum ale energiilor de

interacțiune dintre densitatea de curent de conducție și câmpul magnetic, respectiv dintre densitatea de sarcină electrică și câmpul electric.

La variații arbitrare și independente ale funcțiilor de potențial  $\bar{A}$ ,  $V$ , din condiția necesară de staționaritate (2.116), scrisă pentru funcționala (2.117), rezultă tocmai ecuațiile de bază ale câmpului electromagnetic în medii oarecare.

Tratarea variațională a unei probleme concrete de analiză a câmpului electromagnetic presupune particularizarea integralei de acțiune (2.117) corespunzător regimului electromagnetic și stării fizice a mediului de câmp. După aceasta se încorporează în funcționala energetică condițiile de unicitate pentru determinarea câmpului electromagnetic în regimul particular considerat.

Funcția de potențial care realizează valoarea staționară a funcționalei în condițiile de unicitate asociate, reprezintă soluția problemei de analiză a câmpului electromagnetic.

#### 2.4.6 Formele funcționalei energetice asociate câmpului electromagnetic în regim cvasistaționar de tip magnetic

În analiză numerică a câmpului electromagnetic, este convenabil ca staționarizarea funcționalei energetice asociate regimului de câmp cvasistaționar magnetic să se efectueze numai în raport cu variabilele spațiale, la momente discrete de timp [14].

Funcționala energetică asociată câmpului electromagnetic în regim cvasistaționar magnetic se obține din relația generală (2.117), în care se neglijează energia electrică comparativ cu cea magnetică și se admite ipoteza relaxației rapide a sarcinii electrice ( $\rho_v = 0$ ).

Corespunzător mediilor de câmp, neliniare, omogene, fără magnetizație permanentă și aflate în mișcare de rotație uniformă cu viteza  $\bar{v}(\bar{r}, \bar{t})$ , în expresia densității curentului electric de conducție, definită în raport cu referențialul  $R$  inerțial fix, apare un termen adițional semnificând densitatea curenților turbionari induși prin mișcare:

$$\bar{J}(\bar{r}, t) = \bar{J}_a(\bar{r}, t) - \sigma \cdot \frac{\partial \bar{A}(\bar{r}, t)}{\partial t} + \sigma \bar{v} \times \text{rot} \bar{A}. \quad (2.118)$$

Funcționala energetică asociată câmpului cvasistaționar magnetic are forma:

$$F(\bar{A}) = \int_D \left\{ \int_0^{\bar{B}} \nu(\bar{B}, t) \bar{B} \cdot d\bar{B} + \frac{1}{2} \nu(\bar{B}, t) \Big|_{\bar{B}=0} (\text{div} \bar{A})^2 - \right. \\ \left. - \bar{J}_a \cdot \bar{A} + \int_0^A \sigma \left( \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \bar{v} \times \text{rot} \bar{A} \right) d\bar{A} \right\} dD + \int_{\Sigma} (\bar{H} \times \bar{A}) \cdot \bar{n}_{\Sigma} d\Sigma \quad (2.119)$$

#### 2.4.7 Metode numerice și algoritmi de rezolvare a modelului matematic variațional de câmp electromagnetic. Metoda elementelor finite (MEF)

Rezolvarea numerică a modelului matematic variațional de câmp vizează aproximația funcțională a soluției de potențial  $\psi(V, V_m, \bar{A}, \bar{T})$  ce staționarizează acțiunea de tip Lagrangean  $F(\psi)$  în condițiile de unicitate asociate [14].

O asemenea aproximare se poate realiza conform metodei Rayleigh-Ritz, pentru care este ușoară stabilirea unor criterii riguroase de convergență. Ideea de bază a acestei tehnici numerice constă în transformarea problemei variaționale inițiale într-o problemă de extrem pentru funcții de mai multe variabile, rezolvabilă prin metodele analizei clasice.

Considerăm în domeniul de definiție al funcționalei energetice  $F(\psi)$ , un sistem complet de  $n$  funcții liniar independente  $\{\varphi_i\}$ ,  $i = \overline{1, n}$ , numite funcții coordonate sau funcții triale.

Soluția de potențial  $\psi$ , care realizează valoarea staționară a lui  $F(\psi)$ , se aproximează printr-o combinație liniară a funcțiilor coordonate:

$$\psi = \sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot \varphi_i, \quad (2.120)$$

unde  $\alpha_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , reprezintă coeficienții de pondere necunoscuți, ce urmează a fi determinați ca parametrii variaționali. Pentru ca relația (2.120) să aibă loc, este necesar ca funcțiile triale să satisfacă anumite condiții de admisibilitate, în speță, condiții de netezime și la limită.

Cu  $\psi$  aproximat prin (2.120), funcționala energetică  $F(\psi)$  devine o funcție de parametrii  $\alpha_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , iar staționarizarea ei conduce la sistemul de ecuații:

$$\frac{\partial F}{\partial \alpha_i} = 0, \quad i = \overline{1, n}, \quad (2.121)$$

a cărui rezolvare furnizează valorile  $\alpha_i$ ,  $i = \overline{1, n}$ , ce determină soluția aproximativă de potențial (2.120).

Precizia metodei Rayleigh-Ritz depinde atât de modul de alegere a funcțiilor triale  $\{\varphi_i\}$ , cât și de numărul acestora. Alegerea funcțiilor  $\{\varphi_i\}$  ca polinoame pe porțiuni este cea mai convenabilă din punct de vedere a calculului și caracterizează metoda elementelor finite (MEF).

### 2.4.8 Principiul MEF

Principiul MEF constă în partiționarea (sau discretizarea) domeniului de câmp electromagnetic în subdomenii disjuncte (de dimensiuni finite) numite **elemente finite** și în specificarea funcțiilor triale nu pe întregul domeniu, ci pe fiecare element finit în parte [14]. Elementele finite pot fi plane sau spațiale în cazul tratării bi sau tridimensionale a problemei de câmp.

Discretizarea domeniului de câmp (într-un număr total de  $m$  elemente finite) permite înlocuirea funcționalei energetice  $F(\psi)$  cu suma contribuțiilor  $F^e(\psi^e)$  ale fiecărui element finit  $e$  al partiției:

$$F(\psi) = \sum_{e=1}^m F^e(\psi^e) \quad (2.122)$$

Aproximarea soluției de potențial la nivelul fiecărui element finit  $e$ , constă în adoptarea funcțiilor triale ca polinoame de interpolare (Lagrange sau Hermite) de grad relativ mic, denumite funcții de formă (sau de interpolare) și notate cu  $N_i^e$ , iar a parametrilor variaționali, ca mărimi cu semnificație fizică, reprezentând valorile discrete  $\psi_i^e$ ,  $i = \overline{1, p}$ , ale soluției de potențial într-un număr  $p$  de puncte caracteristice ale elementului finit  $e$ , numite noduri (sau puncte nodale). Rezultă modelul de aproximare:

$$\psi^e = \sum_{i=1}^p N_i^e \cdot \psi_i^e. \quad (2.123)$$

Cu  $\psi^e$  exprimat conform relației (2.123) funcționala energetică elementală  $F^e(\psi^e)$  devine o funcție  $\tilde{F}^e$  de valorile nodale  $\psi_i^e$ ,  $i = \overline{1, p}$ , ale potențialului și, consecutiv, funcționala globală  $F(\psi)$  pe întregul domeniu de câmp rezultă aproximată printr-o funcție  $\tilde{F}$  de valorile discrete  $\psi_i$ ,  $i = \overline{1, n}$  ale soluției de potențial în cele  $n$  noduri ale rețelei de discretizare. În final, staționarizarea funcționalei  $F$ , în aproximarea  $\tilde{F}$ , conduce la sistemul de ecuații:

$$\frac{\partial \tilde{F}}{\partial \psi_i} = \sum_e^{m_i} \frac{\partial \tilde{F}^e}{\partial \psi_i^e} = 0, \quad i = \overline{1, n}, \quad (2.124)$$

unde însumarea  $\sum_e^{m_i}$  se efectuează numai asupra celor  $m_i < m$  elemente finite  $e$ , care au nodul  $i$  comun, celelalte dând contribuții independente de  $\psi_i = \psi_i^e$ . Prin rezolvarea

sistemului (2.124) se obțin valorile nodale necunoscute  $\psi_i, i = \overline{1, n}$ , ale soluției aproximative de potențial pentru problema de câmp formulată variațional.

În scopul asigurării convergenței soluției aproximative spre soluția reală a problemei de câmp, pe măsură ce se micșorează talia elementelor finite și se sporește numărul lor în domeniul de câmp, funcțiile de interpolare trebuie să îndeplinească următoarele două condiții:

a) la frontiera comună a două elemente vecine, funcția de potențial  $\psi$  și toate derivatele sale parțiale până la cea cu un ordin mai mic decât ordinul maxim al derivatelor din funcționala energetică globală  $F(\psi)$  trebuie să fie continue;

b) în interiorul fiecărui element funcția de potențial  $\psi$  și derivatele sale până la cel mai mare ordin de derivată ce apare în  $F(\psi)$  trebuie să fie de asemenea continue.

În concluzie MEF are trei etape principale:

- prima etapă constă în partiționarea domeniului de câmp în elemente finite, interconectate exclusiv în nodurile rețelei de discretizare;

- în a doua etapă problema de câmp este studiată la nivelul fiecărui element, adoptându-se, în prealabil, polinomul de interpolare a funcției de potențial elementare  $\psi^e$ , ca o consecință a partiției efectuate;

- în a treia etapă, se assemblează din elemente domeniul inițial în baza condiției de staționaritate a funcționalei  $F(\psi)$  și se rezolvă sistemul de ecuații rezultat, a cărui soluție reprezintă valorile aproximantei funcției de potențial în nodurile rețelei de discretizare.

Prin element finit se va înțelege în continuare cvadrupletul de obiecte format din: elementul de discretizare propriu-zis, funcția de interpolare locală, mulțimea punctelor și a variabilelor nodale caracteristice elementului.

#### 2.4.9 Ecuațiile caracteristice MEF pentru câmpul electromagnetic în regim evasistaționar de tip magnetic

Deoarece se dorește un calcul cât mai exact se aleg elemente finite spațiale, iar câmpul este evasistaționar magnetic, plan-parallel, în medii conductoare rigide, neliniare, izotrope, omogene, nemagnetizate permanent și aflat în mișcare de rotație uniformă cu viteza  $\vec{v}(\vec{r}, \hat{t})$ . Funcționala energetică de staționarizat prin MEF are expresia (2.119).

Modelul de aproximare elementală a potențialului magnetic vector este dat de relația [14]:



$$A_n^e = \sum_{i=1}^p N_i^e(x, y, z) A_{u,i}^e(t), \quad u = x, y, z, \quad (2.125)$$

unde  $N_i^e(x, y, z)$  sunt funcțiile de formă spațiale corespunzătoare unui element finit oarecare, cu  $p$  noduri caracteristice, iar variabila temporală este asociată funcțiilor vectoriale nodale  $A_i^e(t)$ ,  $i = \overline{1, p}$ .

Funcțiile de formă au expresia [14]:

$$N_i^e(x, y, z) = \frac{1}{6\gamma^e} \cdot (a_i^e + b_i^e x + c_i^e y + d_i^e z), \quad i = \overline{1, 4}, \quad (2.126)$$

cu

$$\gamma^e = \frac{1}{6} \begin{vmatrix} x_1^e & y_1^e & z_1^e & 1 \\ x_2^e & y_2^e & z_2^e & 1 \\ x_3^e & y_3^e & z_3^e & 1 \\ x_4^e & y_4^e & z_4^e & 1 \end{vmatrix} = \text{volumul tetraedrului elemental } e \text{ cu vârfurile } 1, 2, 3, 4. \quad (2.127)$$

$$a_1^e = \begin{vmatrix} x_2^e & y_2^e & z_2^e \\ x_3^e & y_3^e & z_3^e \\ x_4^e & y_4^e & z_4^e \end{vmatrix}, \quad b_1^e = \begin{vmatrix} 1 & y_2^e & z_2^e \\ 1 & y_3^e & z_3^e \\ 1 & y_4^e & z_4^e \end{vmatrix},$$

$$c_1^e = \begin{vmatrix} x_2^e & 1 & z_2^e \\ x_3^e & 1 & z_3^e \\ x_4^e & 1 & z_4^e \end{vmatrix}, \quad d_1^e = \begin{vmatrix} x_2^e & y_2^e & 1 \\ x_3^e & y_3^e & 1 \\ x_4^e & y_4^e & 1 \end{vmatrix}, \quad (2.128)$$

și analoge pentru  $i = 2, 3, 4$  prin permutarea ciclică de la 1 la 4 a indicilor termenilor determinați anterior.

Funcțiile de formă au următoarele proprietăți [14]:

$$a) N_i^e(x_j^e, y_j^e, z_j^e) = \delta_{ij} \text{ pentru } i, j = \overline{1, 4}, \quad (2.129)$$

unde  $\delta_{ij}$  este simbolul lui Kronecker.

$$b) \sum_{i=1}^4 N_i^e(x, y, z) = 1. \quad (2.130)$$

$$c) \int_{D^e} (N_1^e)^u (N_2^e)^v (N_3^e)^w (N_4^e)^q dD^e = \frac{u! v! w! q!}{(u + v + w + q + 3)!} \cdot 6\gamma^e, \quad (2.131)$$

unde  $D^e$  - reprezintă domeniul de câmp elemental tridimensional

$N_i^e$ ,  $i = \overline{1,4}$  - constituie din punct de vedere geometric, coordonatele de volum ale unui punct curent  $P(N_1^e, N_2^e, N_3^e, N_4^e)$  din interiorul tetraedrului elemental  $e$ .

Sistemul de coordonate locale  $(N_1^e, N_2^e, N_3^e, N_4^e)$  este legat de sistemul cartezian  $(x, y, z)$  prin relațiile liniare

$$u = \sum_{i=1}^4 N_i^e u_i^e, \quad u = x, y, z. \quad (2.132)$$

Conform definiției vectorului elemental, funcționala energetică devine o funcție de vectorii  $\overline{A}_i$ ,  $i = 1, n$  (în indexarea globală) din nodurile rețelei spațiale de discretizare. Extremizarea funcționalei conduce la un sistem algebric neliniar cu  $3n$  ecuații scalare, a cărui rezolvare furnizează componentele nodale

$$A_{u,i} \left( \begin{array}{l} u = x, y, z \\ i = \overline{1, n} \end{array} \right), \quad (2.133)$$

ale soluției aproximative de potențial magnetic vector pentru problema de câmp magnetic quasistationar tridimensional formulată variațional.

Sistemul extremizant rezultă de forma

$$\begin{aligned} \frac{\partial \overline{F}}{\partial \overline{A}_i} = \sum_e \frac{\partial \overline{F}^e}{\partial \overline{A}_i^e} = \sum_e \left( \int_{D^e} \left\{ \frac{\nu^e \left( (B^e)^2 \right)}{2} \frac{\partial (B^e)^2}{\partial \overline{A}_i^e} + \frac{\partial (\operatorname{div} \overline{A}^e)}{\partial \overline{A}_i^e} \cdot \operatorname{div} \overline{A}^e - \frac{\partial \overline{A}^e}{\partial \overline{A}_i^e} \cdot \overline{J}^e \right\} dx dy dz \right. \\ \left. + \frac{\partial}{\partial \overline{A}_i^e} \int_{\Sigma_N^e} (\overline{H}^e \times \overline{A}^e) \cdot \overline{n} \, d\Sigma_N^e - \frac{\partial}{\partial \overline{A}_i^e} \int_{S^e} \overline{J}_s^e \cdot \overline{A}^e \, ds^e \right), \quad (2.134) \end{aligned}$$

și având termenii suplimentari asociați curenților turbionari induși prin pulsație respectiv prin mișcare:

$$\sum_e \frac{\partial}{\partial \overline{A}_i^e} \left\{ \int_{D^e} \left( \sigma^e \int_0^{A^e} \frac{\partial \overline{A}^e}{\partial t} \cdot d\overline{A}^e \right) dx dy dz \right\} = \sum_e \int_{D^e} \sigma^e \sum_{j=1}^p \left( N_i^e N_j^e \frac{\partial \overline{A}_j^e}{\partial t} \right) dx dy dz, \quad (2.135)$$

$$\begin{aligned} & \sum_e \frac{\partial}{\partial \overline{A}_i^e} \int_{D^e} \sigma^e \int_0^{A^e} (\overline{v} \times \operatorname{rot} \overline{A}^e) d\overline{A}^e = \\ & = \sum_e \int_{D^e} \left[ \sigma^e \cdot \overline{v} \times \sum_{j=1}^p (N_i^e \operatorname{grad} N_j^e \times \overline{A}_j^e) \right] dx dy dz. \quad (2.136) \end{aligned}$$

#### 2.4.10 Algoritmul programabil aferent MEF

Există în prezent sute de programe informatice bazate pe algoritmul MEF, de la cele specializate, de dimensiuni relativ reduse, la cele gigantice, având posibilitatea abordării unei game largi de probleme de câmp electromagnetic. Majoritatea acestor programe sunt greu de utilizat datorită secretului de firmă pe de o parte iar pe de altă parte datorită necesității adaptării lor la particularitățile calculatorului avut la dispoziție.

Punerea la punct a algoritmului programabil aferent MEF reclamă, în cadrul modelului numeric de câmp electromagnetic, bugetul cel mai mare de timp.

Trebuie avute în vedere următoarele principii metodologice:

- programul să fie capabil să răspundă la un spectru cât mai larg de aplicații corespunzătoare modelului matematic utilizat;

- memoria centrală și auxiliară a calculatorului să fie utilizată cu eficiență maximă;

- programul să fie modularizat.

Uzual, algoritmul programabil aferent MEF prezintă trei etape de bază:

- etapa de furnizare a datelor de intrare;

- etapa centrală de calcul;

- etapa de exploatare a rezultatelor.

### 2.5 Metoda circuitelor magnetice echivalente

#### 2.5.1 Permeanțe în circuite magnetice

Un câmp magnetic evasistaționar poate fi împărțit în tuburi de câmp, care sunt figuri geometrice în care toate liniile de câmp sunt perpendiculare pe bazele sale și nu intersectează suprafața laterală. Planele de același potențial magnetic scalar sunt perpendiculare pe liniile fluxului (fig.2.12) [18].

Expresia reluctanței magnetice a tubului de câmp este:

$$R_m = \int_0^l \frac{dx}{\mu(x) \cdot A(x)}, \quad (2.137)$$

unde:  $l$  - lungimea tubului de câmp;

$A$  - aria secțiunii transversale a tubului;

$\phi$  - fluxul care traversează tubul de câmp;

$\mu(x)$  - permeabilitatea magnetică.

Permeanța este inversul reluctanței

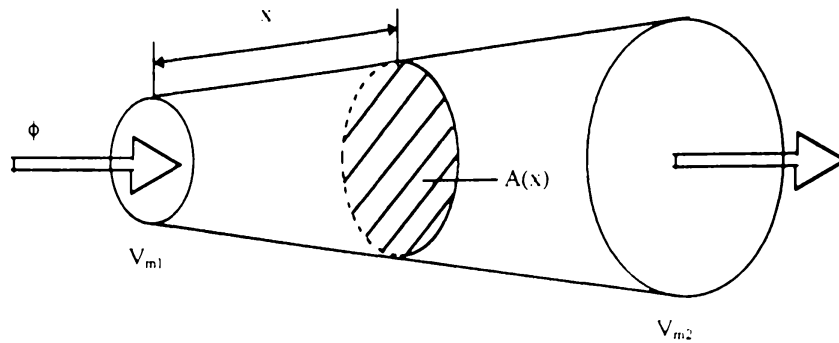


Fig.2.12

$$\lambda = \frac{l}{R_m} \quad (2.138)$$

Notăm cu  $\Gamma$  permeanța pe unitatea de lungime sau permeanța specifică.

$$\Gamma = \frac{\lambda}{\mu_0 \cdot l} \quad (2.139)$$

În figura 2.13 se prezintă un conductor plasat în creștătură.

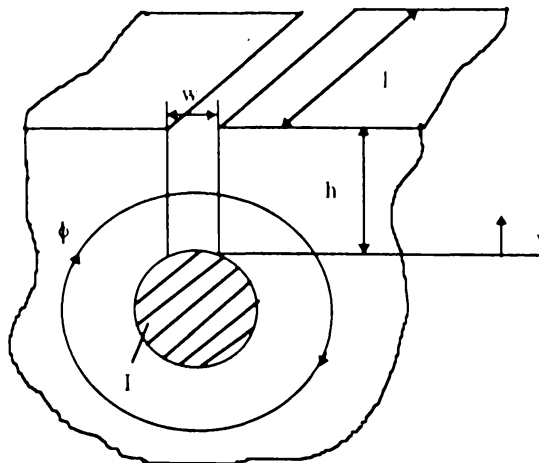


Fig.2.13

$$d\phi = B \cdot dA = B \cdot l \cdot dy = \mu_0 \cdot H \cdot l \cdot dy, \quad (2.140)$$

$$H \cdot w = I. \quad (2.141)$$

Am neglijat căderea de tensiune magnetică în fier comparativ cu căderea de tensiune magnetică în porțiunea  $w$  din creștătură.

$$d\phi = \mu_0 \cdot \frac{I}{w} \cdot l \cdot dy, \quad (2.142)$$

$$\phi = \int_0^h d\phi = \mu_0 \cdot \frac{I}{w} \cdot l \cdot h, \quad (2.143)$$

$$R_m = \frac{U_m}{\phi} = \frac{l}{\phi} = \frac{l}{\mu_0 \cdot \frac{I}{w} \cdot l \cdot h} = \frac{w}{\mu_0 \cdot l \cdot h}, \quad (2.144)$$

$$\lambda = \frac{l}{R_m} = \frac{\mu_0 l h}{w}; \quad \Gamma = \frac{\lambda}{\mu_0 l} = \frac{h}{w}. \quad (2.145)$$

Considerând configurația mașinii cu creștăturile statorice și polii feromagnetici rotorici, permeanța în întrefier variază conform figurii 2.14 și are expresia [18].

$$\lambda_{i,j}(\vartheta) = \lambda_{\max} \cdot b(\vartheta), \quad (2.146)$$

unde:  $\lambda_{i,j}$  - este permeanța dintre dintelul 'i' statoric și polul 'j' rotoric în funcție de unghiul  $\vartheta$ ;

$\vartheta$  - unghiul dintre axa dintelui 'i' statoric și axa polului 'j' rotoric.

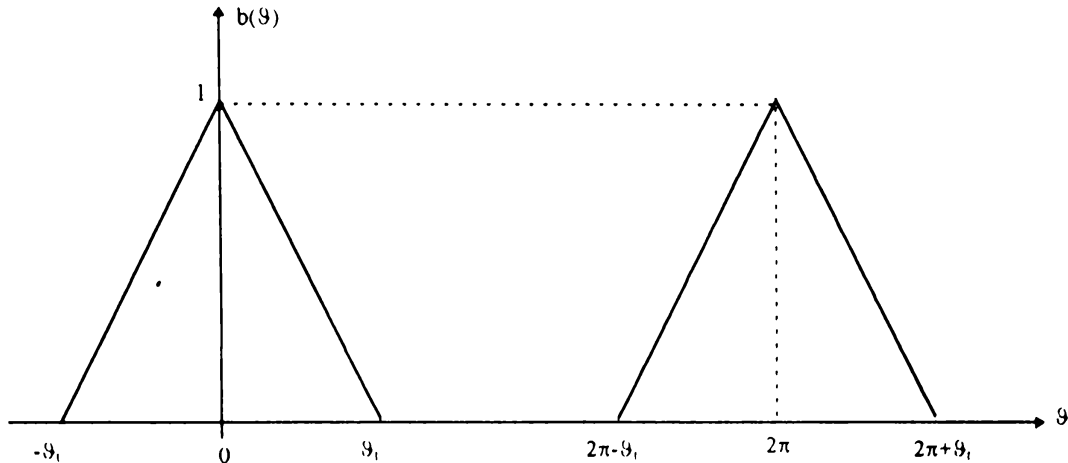


Fig.2.14

$$b(\vartheta) = \frac{b'(\vartheta) - b'(\pi)}{b'(0) - b'(\pi)} \quad -\pi \leq \vartheta \leq \pi, \quad (2.147)$$

$$b'(\vartheta) = \ln \frac{\cosh\left(\pi \cdot \frac{\vartheta - \vartheta_t}{2\beta}\right) \cosh\left(\pi \cdot \frac{\vartheta + \vartheta_t}{2\beta}\right)}{\cos^2 h\left(\pi \cdot \frac{\vartheta}{2\beta}\right)} - \frac{\vartheta_t^2}{2\beta} +$$

$$+ 4 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{e^{-\left(k \frac{\pi}{\beta}\right)}}{\sinh\left(k \frac{\pi^2}{\beta}\right)} \cosh\left(k\pi \frac{\vartheta}{\beta}\right) \cdot \left[ \cosh\left(k\pi \frac{\vartheta_t}{\beta}\right) - 1 \right]$$
(2.148)

unde:  $\beta = \ln \frac{D_{si}}{D_{r0}}$ , (2.149)

cu  $D_{si}$  - diametrul interior statoric;

$D_{r0}$  - diametrul exterior rotoric.

Rezultă expresia permeanței:

$$\lambda_{ij} = \begin{cases} \lambda_{\max} \cdot \frac{1 + \cos \frac{\pi}{\vartheta_t} \cdot \vartheta}{2} & 0 \leq \vartheta \leq \vartheta_t \\ 0 & \vartheta_t \leq \vartheta \leq 2\pi - \vartheta_t \\ \lambda_{\max} \cdot \frac{1 + \cos \frac{\pi}{\vartheta_t} \cdot (\vartheta - 2\pi)}{2} & 2\pi - \vartheta_t \leq \vartheta \leq 2\pi + \vartheta_t \end{cases} \quad (2.150)$$

În cazul de față numărul de creștături statorice și numărul polilor rotorici fiind diferiți:

$$\lambda_{\max} = \mu_0 \cdot \frac{l \cdot w_{\min}}{\delta} \quad (2.151)$$

unde:  $w_{\min} = \min(w_{st}, w_{rt})$ ; (2.152)

$w_{st}$  - lățimea înspre întrefier a dintelui statoric;

$w_{rt}$  - lățimea înspre întrefier a polului rotoric.

În fig.2.15 se prezintă forma de variație a permeanței în întrefier cu precizările anterioare.

$$\vartheta_t' = \frac{|w_{st} - w_{rt}|}{D_{ag}}, \quad (2.153)$$

$$\vartheta_t = \frac{w_{st} + w_{rt} + \theta_{ss} + \theta_{sr}}{D_{ag}}, \quad (2.154)$$

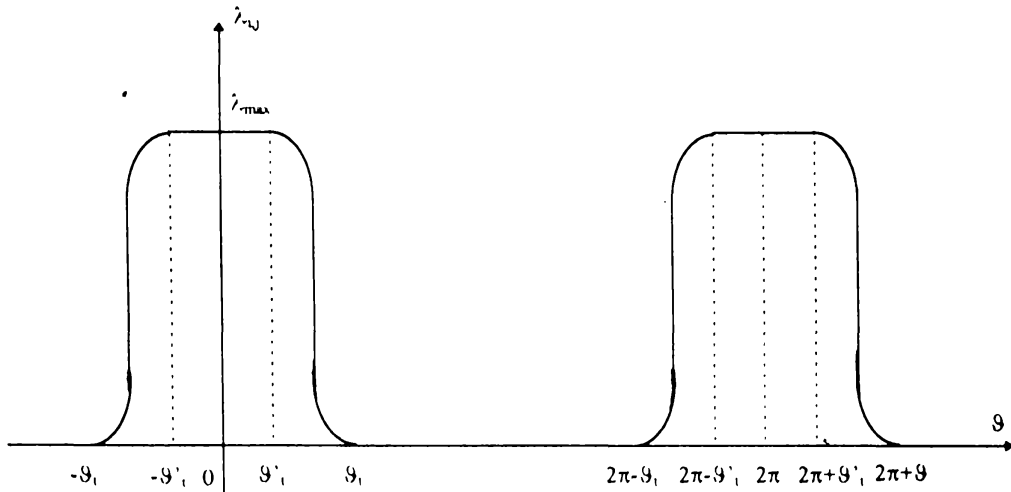


Fig.2.15

unde:  $D_{ag}$  - diametrul mediu al intrefierului;

$$D_{ag} = \frac{D_{si} + D_{r0}}{2}; \quad (2.155)$$

$\theta_{ss}$  - lățimea creșterii statorice înspre intrefier;

$\theta_{sr}$  - lățimea spațiului interpolar dintre doi poli rotorici.

Rezultă:

$$\lambda_{i,j} = \begin{cases} \lambda_{max} & 0 \leq \vartheta \leq \vartheta'_t \text{ si } 2\pi - \vartheta'_t \leq \vartheta \leq 2\pi + \vartheta'_t \\ \lambda_{max} \cdot \frac{1 + \cos \pi \cdot \frac{\vartheta - \vartheta'_t}{\vartheta_t - \vartheta'_t}}{2} & \vartheta'_t \leq \vartheta \leq \vartheta_t \\ \lambda_{max} \cdot \frac{1 + \cos \pi \cdot \frac{\vartheta - 2\pi + \vartheta'_t}{\vartheta_t - \vartheta'_t}}{2} & 2\pi - \vartheta_t \leq \vartheta \leq 2\pi - \vartheta'_t \\ 0 & \vartheta_t \leq \vartheta \leq 2\pi - \vartheta_t \end{cases} \quad (2.156)$$

Permeanța specifică a intrefierului este:

$$\lambda_{i+1,j}(\vartheta) = \lambda_{i,j}\left(\vartheta - \frac{2\pi}{N_s}\right), \quad (2.157)$$

$$\lambda_{i,j+1}(\vartheta) = \lambda_{i,j}\left(\vartheta + \frac{2\pi}{N_r}\right), \quad (2.158)$$

unde:  $N_s$  - numărul de dinți statorici;

$N_r$  - numărul polilor rotorici.

Dacă nu luăm în considerare fluxul de scăpări la capetele dinților permeanța întrefierului poate fi exprimată cu relația:

$$\lambda = \mu_0 \cdot \frac{l \cdot w}{\delta} \quad (2.159)$$

Ținând însă cont de acestea

$$\lambda_f = \mu_0 \cdot \frac{l \cdot o}{\delta \cdot \ln \frac{w+o}{w}} \quad (2.160)$$

unde  $o + w$  este pasul de crestătură.

Factorul lui Carter rezultă din raportul

$$c_f = \frac{\lambda_f}{\lambda} = \frac{\frac{o}{w}}{\ln \left( 1 + \frac{o}{w} \right)} \quad (2.161)$$

și reprezintă coeficientul permeanței în întrefier dacă se ține seama de fluxul de scăpări la capetele de dinți.

#### Caracteristica de magnetizare

Deoarece permeanțele depind de flux iar inducția magnetică care produce acest flux depinde de curba de magnetizare a materialului feromagnetic rezultă că permeanțele vor fi neliniare. Un model precis al curbei B-H care să includă saturația și histerezisul necesită un timp de calcul lung și nu este întotdeauna justificat.

Dacă permeabilitatea magnetică este variabilă, reluctanța se calculează cu relația:

$$R_m = \int_0^l \frac{dx}{\mu(x)A(x)} = \int_0^l \frac{H(x) \cdot dx}{B(x) \cdot A(x)} = \frac{1}{\phi} \cdot \int_0^l H(x) \cdot dx \quad (2.162)$$

Tensiunea magnetică este aria de sub curba de variație a lui  $H(x)$ , deci:

$$R_m = \frac{U_m}{\phi}; \quad U_m = \int_0^l H(x) \cdot dx \quad (2.163)$$

#### 2.5.2 Surse în circuite magnetice

Diferența de bază între câmpul electromagnetic și cel electrostatic este natura surselor

$$\vec{H} = -\text{grad}V_m, \quad (2.164)$$

unde:  $V_m$  - potențialul magnetic scalar.



Liniile de potențial magnetic scalar constant sunt perpendiculare pe vectorul  $\vec{H}$  (fig.2.16).

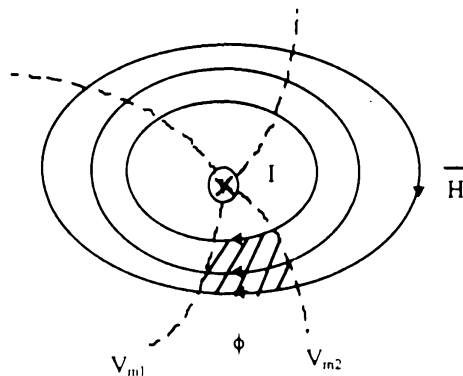


Fig.2.16

Dacă tubul de câmp are reluctanța  $R_m$  atunci:

$$U_m = V_{m_2} - V_{m_1} = \phi \cdot R_m. \quad (2.165)$$

Dacă avem o spiră străbătută de curent (fig.2.17)

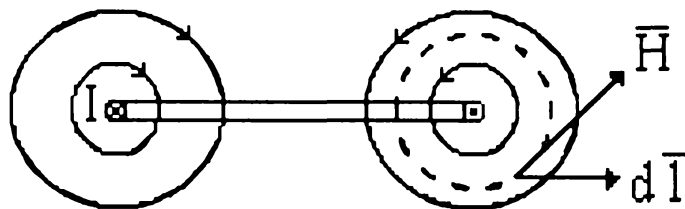


Fig.2.17

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = I. \quad (2.166)$$

Această integrală este căderea de tensiune magnetică în lungul unei curbe închise, totodată fiind egală cu sursa de tensiune magnetică.

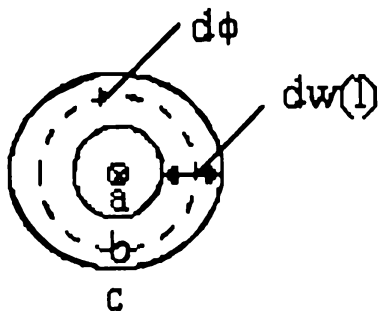


Fig.2.18

Pentru a construi circuitul magnetic echivalent al spirei anterioare considerăm un tub de câmp de lățime infinitesimală (fig.2.18)

Grosimea acestui tub de câmp  $dw$  este dependentă de lungimea  $l$ .

$$H_a = H_b = H_c, \quad (2.167)$$

deoarece într-o secțiune a tubului de câmp intensitatea câmpului magnetic este constantă.

Deoarece lățimea tubului de câmp este infinitesimală, elementul de flux  $d\phi$  este infinitesimal mic.

Circuitul echivalent a acestui tub de flux este prezentat în fig.2.19.

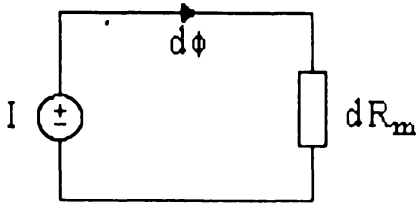


Fig.2.19

Spațiul din jurul unei spire se compune dintr-o infinitate de tuburi de câmp. Fiecare din aceste fluxuri au propria reluctanță diferențială,  $dR_{m,i}$  și aceeași valoare a solenației I. Acest fapt este convenabil când echivalăm circuitul (fig.2.20).

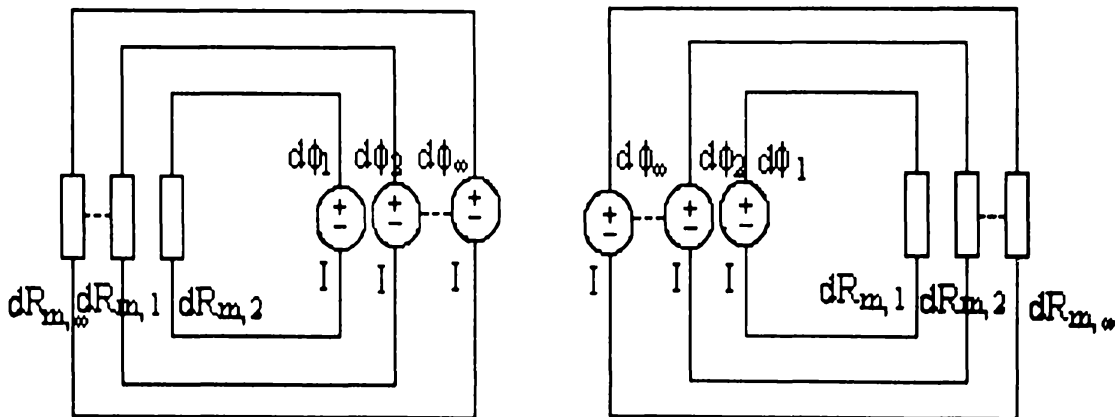


Fig.2.20

Schema din fig.2.20 poate fi echivalată cu cea din fig.2.21.

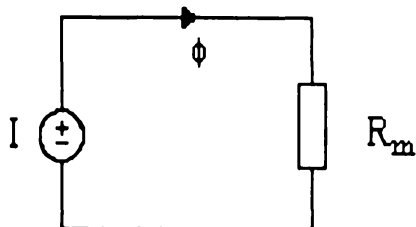


Fig.2.21

În fig.2.21 avem:

$$\phi = \sum_{i=1}^{\infty} d\phi_i; \quad R_m = \frac{1}{\sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{dR_{m,i}}}. \quad (2.168)$$

Considerăm o spiră bobinată pe un miez cilindric feromagnetic (fig.2.22).

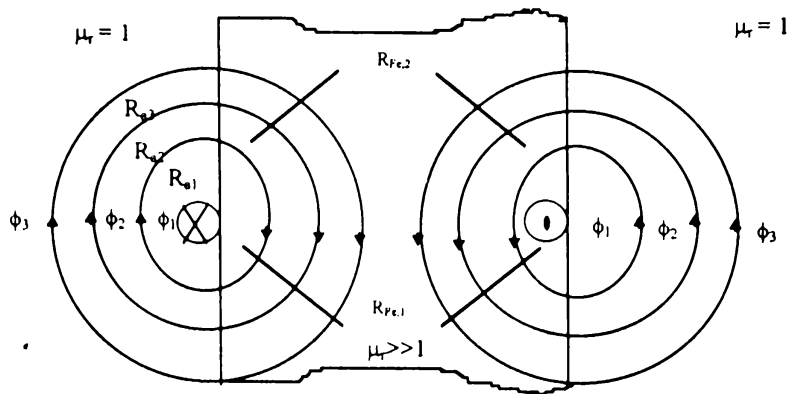


Fig.2.22

Vom avea  $n$  tuburi de câmp în fier cu reluctanțele  $R_{Fe,1}, R_{Fe,2}, \dots, R_{Fe,n}$  și  $n$  tuburi de câmp în aer cu reluctanțele  $R_{a,1}, R_{a,2}, \dots, R_{a,n}$ . Fluxul total este separat în  $n$  componente  $\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n$ . Schema echivalentă desfășurată este reprezentată în fig.2.23 iar cea restrânsă în fig.2.24.

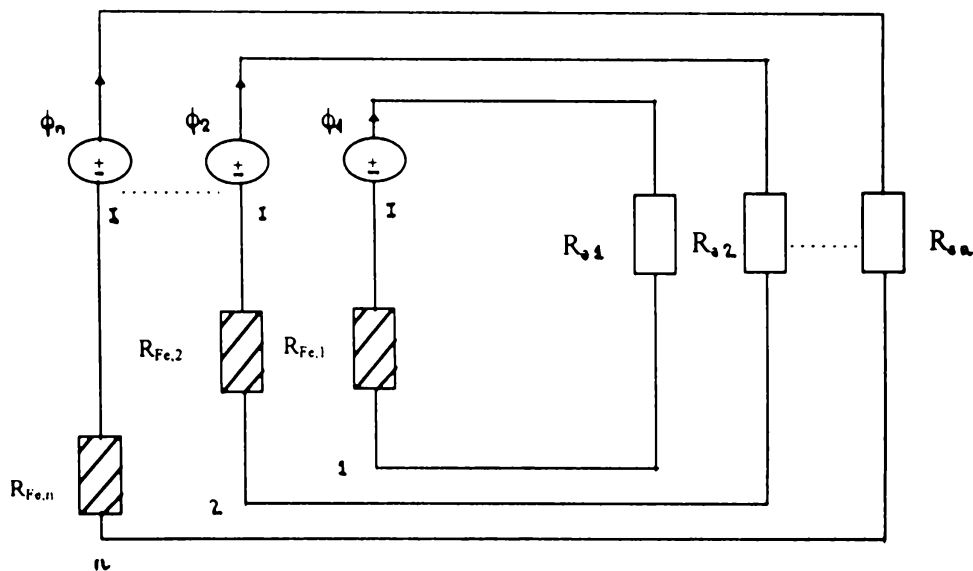


Fig.2.23

Schema din fig.2.24 există în ipoteza că suprafața cilindrului metalic este la același potențial magnetic scalar și punctele 1,2,...,n din circuit au același potențial și pot fi conectate între ele. Dacă avem două sau mai multe spire plasate pe miezul magnetic (fig.2.25), schema echivalentă este prezentată în fig.2.26.

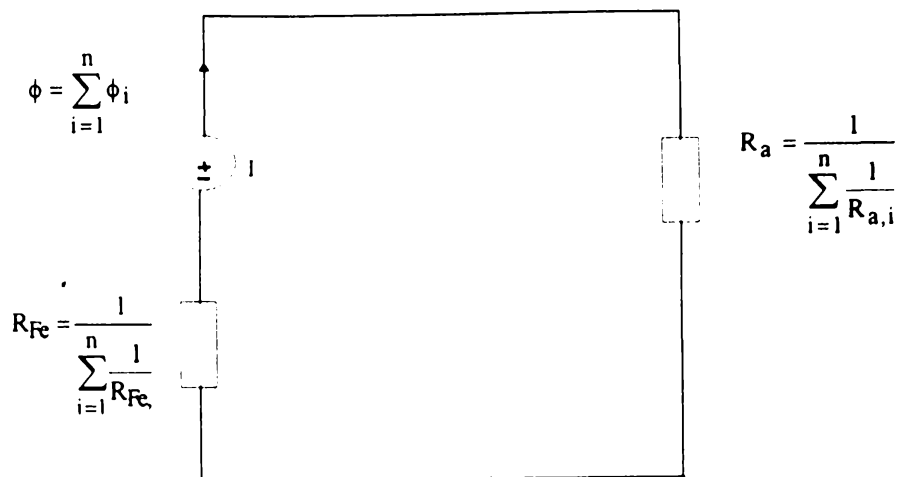


Fig.2.24

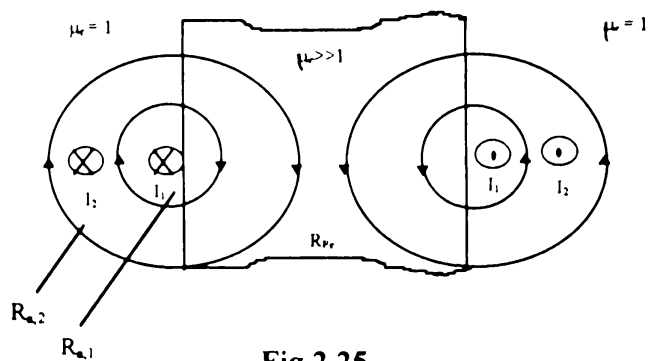


Fig.2.25

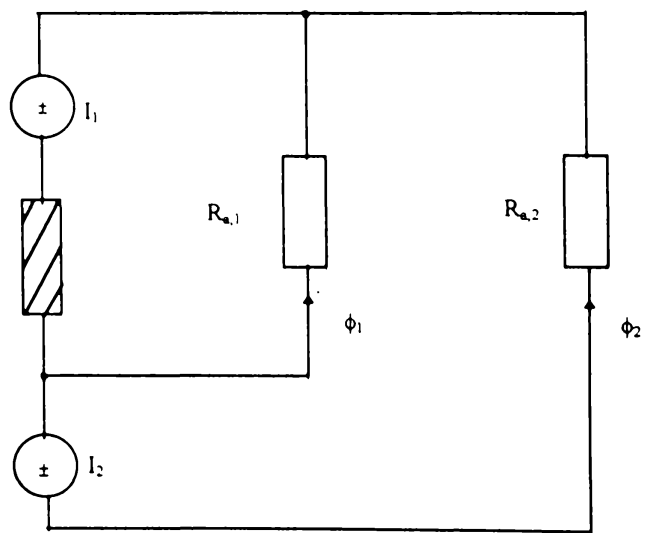


Fig.2.26

Dacă înfășurarea este distribuită, adică se înscriază bobine plasate în locuri diferite ale circuitului magnetic, bobinele vor ocupa diferite creștături înspre întrefier.

Densitatea liniară de curent este:

$$J_1 = \frac{dI}{dx} \quad (2.169)$$

Pentru o distribuție discretă a curenților în creștături

$$J_1 = \frac{I_s}{o}, \quad (2.170)$$

unde  $I_s$  este curentul în creștătură iar 'o' este deschiderea creștăturii statorice.

Solenanția  $\theta$  în intrefier se poate exprima cu relația:

$$\theta = U_m = \int J_1 \cdot dx + C, \quad (2.171)$$

unde  $x$  este coordonata periferică în intrefier. Constanta de integrare se poate alege astfel încât solenanția să se anuleze la capetele zonei pozitive a curentului.

În acest fel fluxul este homopolar, ca o consecință a ecuațiilor lui Maxwell

$$\oint_A \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0, \quad (2.172)$$

unde  $A$  este suprafața ce se sprijină pe curba închisă definită de lungimea axială a mașinii și coordonata periferică pentru o pereche de poli.

În fig.2.27 se prezintă variația curentului și a solenanției pentru o distribuție arbitrară a bobinelor în creștături. Curentul total în creștătură reprezintă suma curenților în toate conductoarele din creștătură, notați cu  $I_1, I_2, \dots$ . Curba de variație a curentului și a solenanției sunt funcții de coordonata periferică în intrefier  $x$ . Solenanția este constantă pentru un dinte în timp ce curentul este zero.

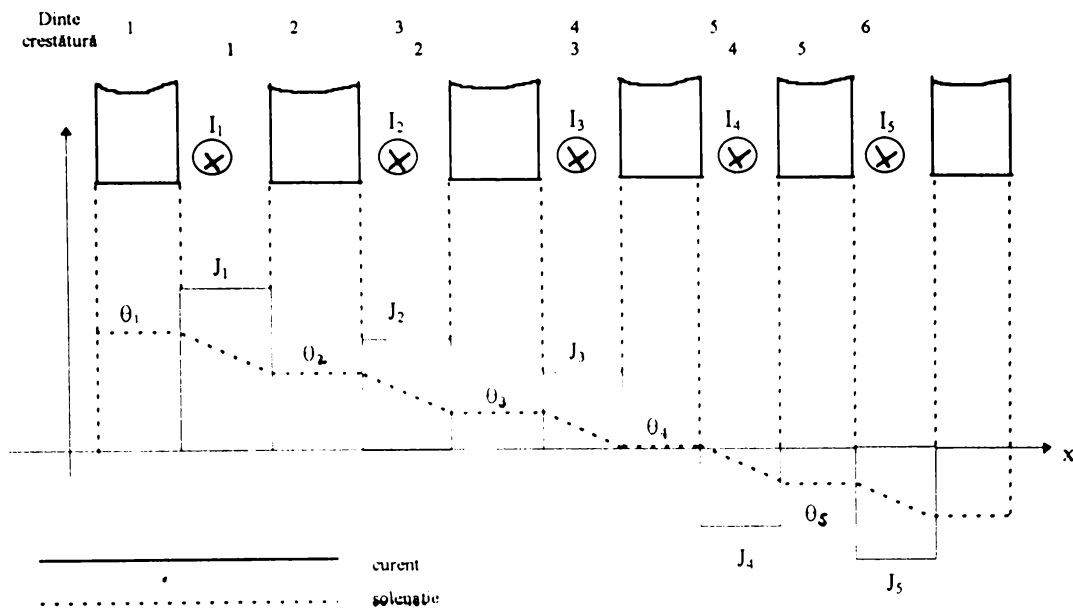


Fig.2.27

Pentru un circuit magnetic care conține o înfășurare distribuită sursele sunt plasate în dinți. Valoarea particulară a unei surse de solenație nu poate fi calculată numai pe baza curenților din creștăturile alăturate deoarece solenația în acest dinte este o funcție de curenții din toate creștăturile.

Reprezentarea surselor în circuitele magnetice se face conform fig.2.28.

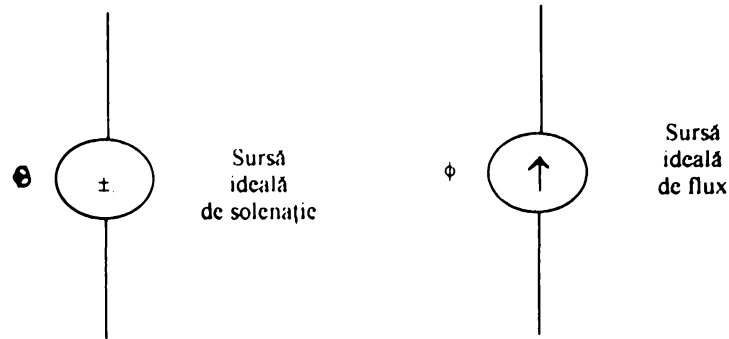


Fig.2.28

### 2.5.3 Circuite magnetice echivalente pentru înfășurări plasate în creștături

Cele mai multe mașini electrice au înfășurările plasate în creștături. Cu unele excepții avem două laturi de bobină în creștătură.

În figura 2.29 avem creștătura statorică având două laturi de bobină, iar în figura 2.30 este prezentată schema echivalentă [18] a circuitului magnetic din fig.2.29. Numărul pachetelor de tole statorice este  $k$  iar numărul polilor rotorici  $l$  [20], [21].

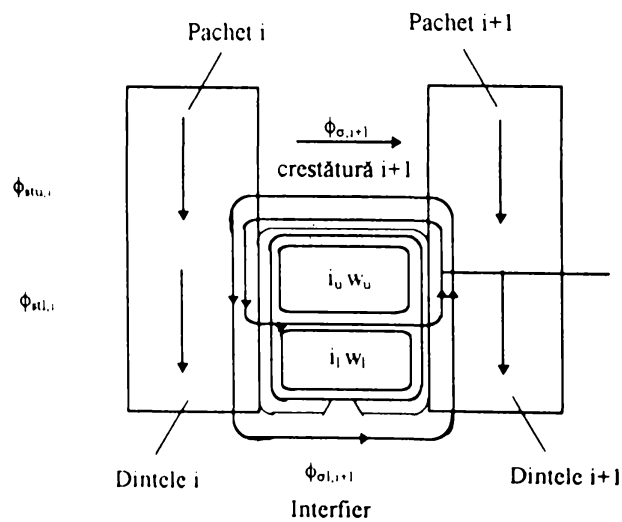


Fig.2.29

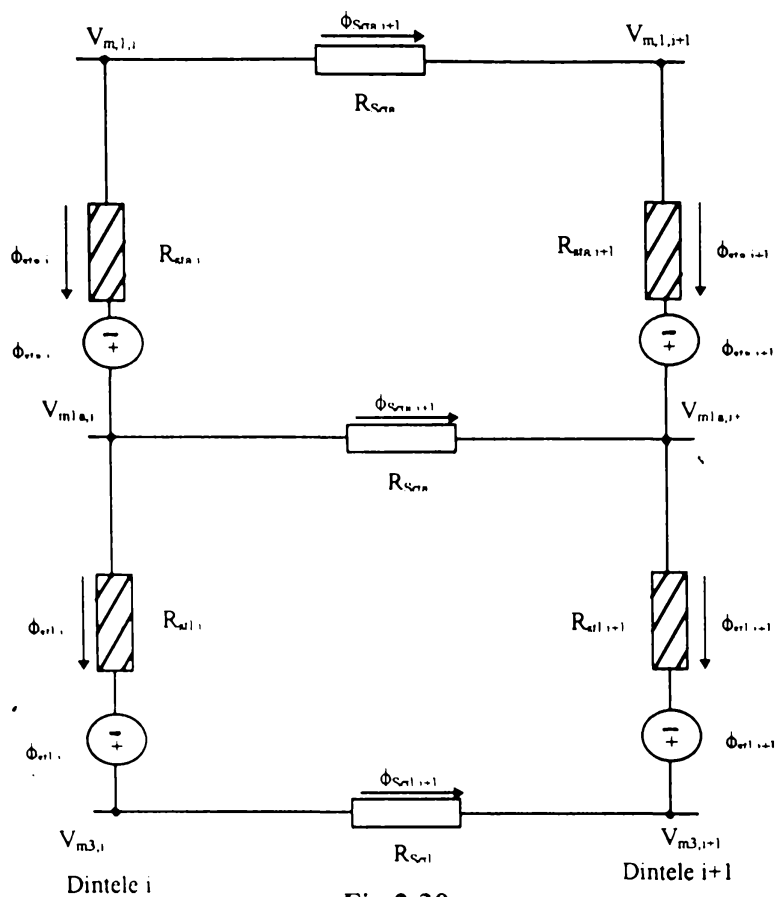


Fig.2.30

unde:  $R_{s\sigma a}$  - reluctanța părții superioare a creștăturii statorice;

$R_{s\sigma m}$  - reluctanța părții mediane a creștăturii statorice;

$R_{s\sigma c}$  - reluctanța părții inferioare a creștăturii statorice;

$R_{stu}$ ,  $R_{ste}$  - reluctanțele superioară și inferioară a dinților statorici.

Schema echivalentă din fig.2.30 poate fi transformată conform fig.2.31.

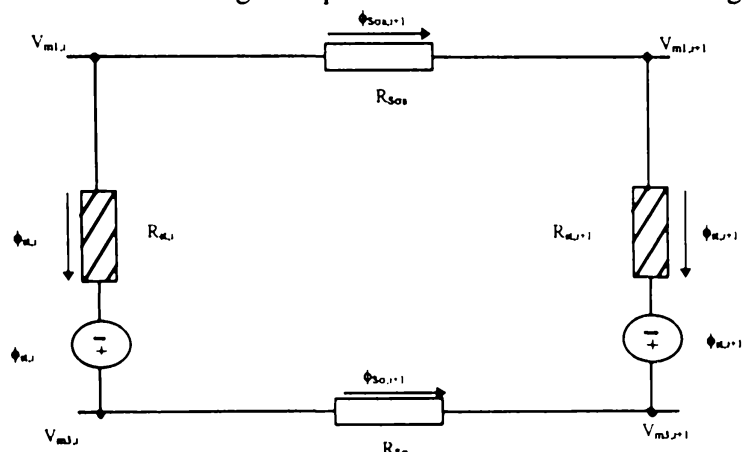


Fig.2.31

unde:

$$R_{s\sigma} = R_{s\sigma u} + R_{s\sigma e},$$

$$R_{st,i} = R_{stu,i} + R_{ste,i},$$

$$\phi_{st,i} = \phi_{stu,i} = \phi_{ste,i},$$

$$\theta_{st,i} = \theta_{stu,i} + \theta_{ste,i}.$$
(2.173)

Pentru circuitul magnetic prin care se închide câmpul principal în mașină (sau câmpul de excitație) conform fig.2.1.a, circuitul echivalent are schema din fig.2.32.

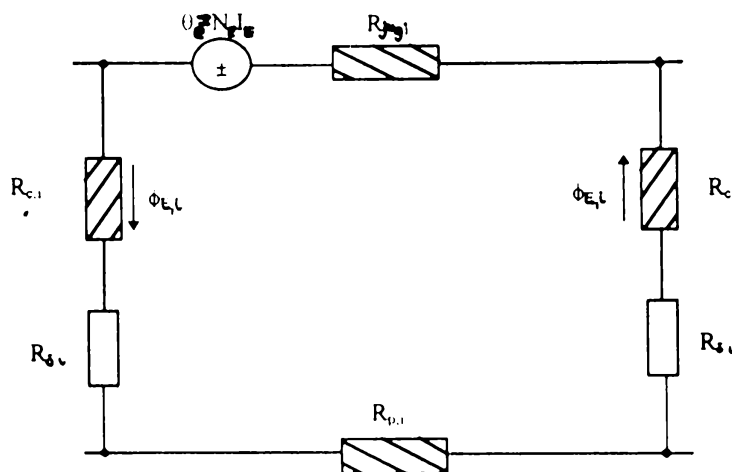


Fig.2.32

unde:  $R_{jug,i}$  - reluctanța jugului pentru pachetul  $i$ ;  
 $R_{c,i}$  - reluctanța coloanei pentru pachetul  $i$ ;  
 $R_{\delta,i}$  - reluctanța intrefierului pentru pachetul  $i$ ;  
 $R_{p,i}$  - reluctanța polului sub pachetul  $i$ ;  
 $\theta_E$  - sursa de solenație datorată excitației.

#### 2.5.4 Rezolvarea circuitului magnetic echivalent

Pentru rezolvarea unui circuit magnetic echivalent [18] trebuie determinate fluxurile cu potențialele magnetice scalare în toate nodurile, pentru un set de surse de solenații date sau de fluxuri date și toate permeanțele cunoscute.

Pe baza dualității între câmpul electric și câmpul magnetic, un circuit magnetic conține elemente cu o valoare unică a curbei de magnetizare și este echivalent cu un circuit electric de c.c. cu surse și numai rezistențe liniare sau neliniare.

Dacă reluctanțele neliniare au curba lor de magnetizare strict monotonă și



crescătoare, atunci pentru un set de condiții inițiale, există o soluție unică, dacă se neglijează histerezisul.

Pentru cazul fenomenelor tranzitorii este necesar să scriem ecuațiile diferențiale:

$$\operatorname{rot} \bar{E} = - \frac{d\bar{B}}{dt}, \quad (2.174)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = \begin{vmatrix} \bar{i} & \bar{j} & \bar{k} \\ \frac{d}{dx} & \frac{d}{dy} & \frac{d}{dz} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = \left( \frac{dE_z}{dy} - \frac{dE_y}{dz} \right) \cdot \bar{i} +$$

$$+ \left( \frac{dE_x}{dz} - \frac{dE_z}{dx} \right) \cdot \bar{j} + \left( \frac{dE_y}{dx} - \frac{dE_x}{dy} \right) \cdot \bar{k} \quad (2.175)$$

$$\frac{dE_y}{dx} - \frac{dE_x}{dy} = - \frac{d\bar{B}}{dt} \quad (2.176)$$

Teoremele lui Kirchhoff sunt valabile, împreună cu metodele de rezolvare a circuitelor de curent continuu.

De un interes deosebit este metoda potențialelor în noduri deoarece este o cale simplă de rezolvare datorită numărului mare de reluctanțe care apar în reprezentarea întrefierului.

#### Ecuațiile potențialelor în noduri și matricele permeanțelor

Circuitul magnetic echivalent transversal al întregii mașini este prezentat în figura 2.33, și rezultă pe baza schemelor din figurile 2.31 și 2.32.

În figura 2.33 cu  $q$  ( $p = 1, 2, \dots, q$ ) s-a notat numărul de pachete de tole statorice care corespund lățimii tălpii polare a unui pol rotor. Reluctanța  $R_{pp}$ , corespunde trecerii fluxului prin pol între două pachete de tole alăturate.

Când sub pachetele de tole nu se află polul rotoric această reluctanță este foarte mare comparativ cu cazul când sub pachetul respectiv avem o porțiune din polul rotoric.

Circuitul magnetic echivalent longitudinal al mașinii, corespunzător unui pachet de tole este prezentat în fig. 2.34.

În această figură  $R_{\delta,i}$  (reluctanța magnetică a întrefierului) este variabilă datorită variației în timp a întrefierului (fig. 2.35).

Potențialele magnetice scalare în nodurile din fig. 2.33 sunt elementele a trei vectori:

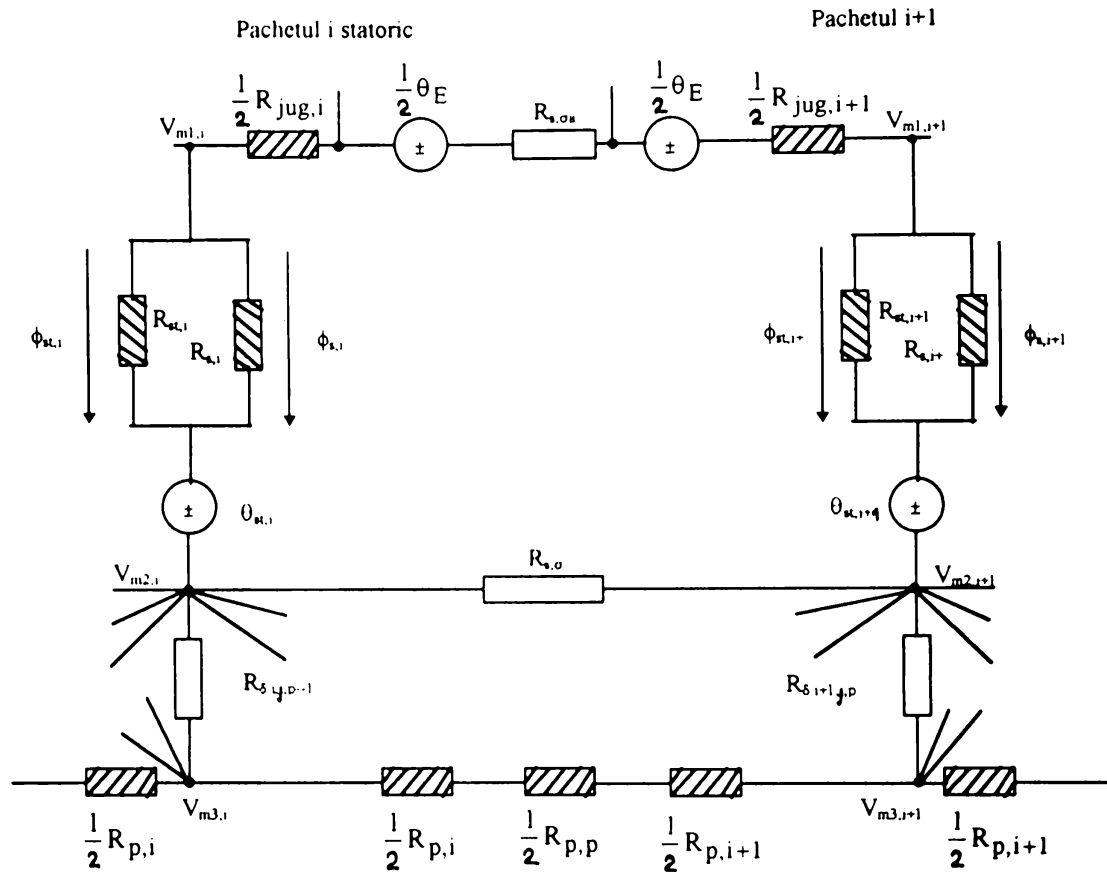


Fig.2.33

$$V_1 = \left[ V_{m1,1} \ V_{m1,2} \ \dots \ V_{m1,i-1} \ V_{m1,i} \ \dots \ V_{m1,k} \right] \quad , \quad (2.177)$$

$$V_2 = \left[ V_{m2,1} \ V_{m2,2} \ \dots \ V_{m2,i-1} \ V_{m2,i} \ \dots \ V_{m2,k} \right] \quad , \quad (2.178)$$

$$V_3 = \left[ V_{m3,1} \ V_{m3,2} \ \dots \ V_{m3,i-1} \ V_{m3,i} \ \dots \ V_{m3,k-1} \right] \quad . \quad (2.179)$$

Vectorul  $V_3$  are  $k-1$  elemente deoarece  $V_{m3,k} = 0$ . Ecuațiile potențialelor în noduri pentru mașina sincronă homopolară reactivă cu excitație statorică vor fi:

a)

$$- V_{m1,k} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) + V_{m1,1} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) \cdot 2 - V_{m1,2} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) = -\phi_{st,1} - \phi_{E,1},$$

$$- V_{m1,1} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) + V_{m1,2} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) \cdot 2 - V_{m1,3} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) = -\phi_{st,2} - \phi_{E,2},$$

$$(2.180)$$

$$- V_{m1,k-1} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) + V_{m1,k} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) \cdot 2 - V_{m1,1} (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) = -\phi_{st,k} - \phi_{E,k},$$

b)

$$\begin{aligned}
 & -V_{m2,k} \cdot \lambda_{s,\sigma} + V_{m2,1} \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l \lambda_{\delta 1,j,p-1} \right) - V_{m2,2} \cdot \lambda_{s,\sigma} - \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l V_{m3,1} \lambda_{\delta 1,j,p-1} = \phi_{s,1} + \phi_{E,1}, \\
 & -V_{m2,k} \cdot \lambda_{s,\sigma} + V_{m2,2} \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l \lambda_{\delta 2,j,p-1} \right) - V_{m2,3} \cdot \lambda_{s,\sigma} - \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l V_{m3,1} \lambda_{\delta 2,j,p-1} = \phi_{s,2} + \phi_{E,2},
 \end{aligned}$$

(2.181)

$$-V_{m2,k-1} \cdot \lambda_{s,\sigma} + V_{m2,k} \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l \lambda_{\delta 2,j,p-1} \right) - V_{m2,1} \cdot \lambda_{s,\sigma} - \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l V_{m3,1} \lambda_{\delta k,j,p-1} = \phi_{s,k} + \phi_{E,k},$$

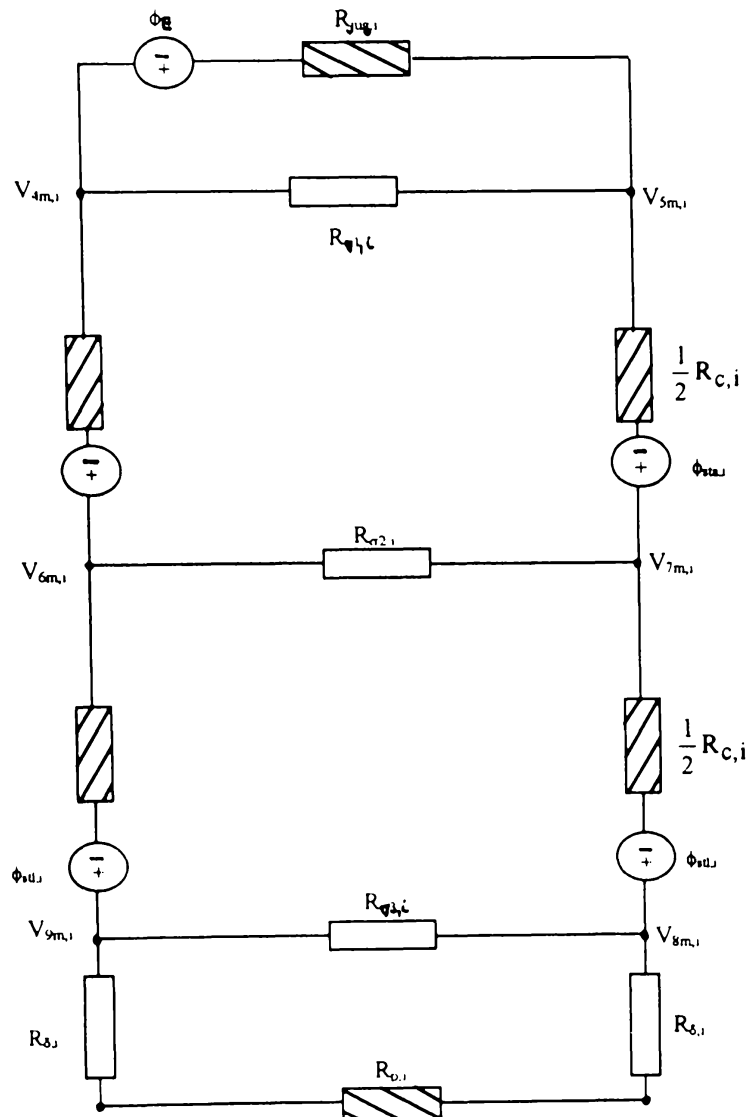


Fig.2.34

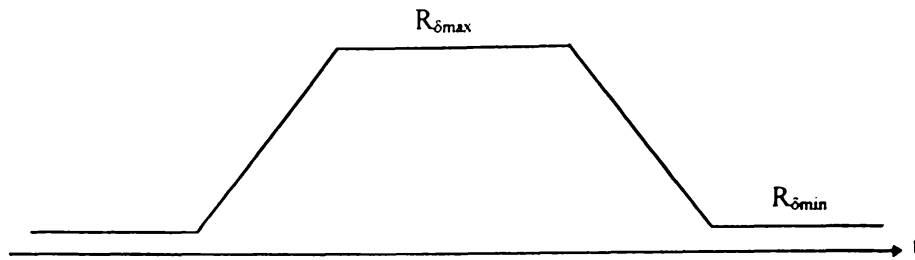


Fig.2.35

c)

$$\begin{aligned}
 & -V_{m3,k}(\lambda_{p,1} + \lambda_{pp}) + V_{m3,1} \left[ (\lambda_{s,\sigma} + \lambda_{p,1} + \lambda_{pp}) + \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k V_{m2,i} \lambda_{\delta i,1,p-1} \right] - \\
 & -V_{m3,2} \cdot \lambda_{s,\sigma} - \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k V_{m2,i} \lambda_{\delta i,1,p-1} = 0 \\
 & -V_{m3,1} \cdot \lambda_{s,\sigma} + V_{m3,2} \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k \lambda_{\delta i,2,p-1} \right) - V_{m3,3} \cdot \lambda_{s,\sigma} - \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k V_{m2,i} \lambda_{\delta i,2,p-1} = 0,
 \end{aligned}$$

(2.182)

$$\begin{aligned}
 & -V_{m3,k-1} \lambda_{s,\sigma} + V_{m3,k} \left( \lambda_{s,\sigma} + \lambda_{p,1} + \lambda_{pp} + \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k \lambda_{\delta i,1,p-1} \right) - V_{m3,1} (\lambda_{p,1} + \lambda_{pp}) - \\
 & - \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k V_{m2,i} \lambda_{\delta i,1,p-1} = 0
 \end{aligned}$$

Matricele permeanțelor pentru mașina sincronă homopolară reactivă, cu excitație statorică au expresiile:

$$A_{1,1} = \begin{bmatrix} 2(\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) & -(\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) & 0 & 0 & 0 & (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) \\ (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) & 2(\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) & (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) & 0 & 0 & 0 \\ -(\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) & 0 & 0 & 0 & (\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) & 2(\lambda_{jug} + \lambda_{s,\sigma a}) \end{bmatrix}$$

(2.183)

$$A_{2,2} = \begin{bmatrix} \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l \lambda_{\delta_{1,j,p-1}} \right) & -\lambda_{s,\sigma} & 0 & \dots & 0 & 0 & -\lambda_{s,\sigma} \\ -\lambda_{s,\sigma} & 2 \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l \lambda_{\delta_{1,j,p-1}} \right) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\lambda_{s,\sigma} & 0 & 0 & \dots & 0 & -\lambda_{s,\sigma} & \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{j=1}^l \lambda_{\delta_{1,j,p-1}} \right) \end{bmatrix}, \quad (2.184)$$

$$A_{2,3} = \begin{bmatrix} \lambda_{\delta_{1,1,0}} & \lambda_{\delta_{1,1,q}} & \lambda_{\delta_{1,2,0}} & \lambda_{\delta_{1,2,q}} & \lambda_{\delta_{1,1,q}} \\ \lambda_{\delta_{2,1,0}} & \lambda_{\delta_{2,1,q}} & \lambda_{\delta_{2,2,0}} & \lambda_{\delta_{2,2,q}} & \lambda_{\delta_{2,1,q}} \\ \lambda_{\delta_{k,1,0}} & \lambda_{\delta_{k,1,q}} & \lambda_{\delta_{k,2,0}} & \lambda_{\delta_{k,2,q}} & \lambda_{\delta_{k,1,q}} \end{bmatrix}, \quad (2.185)$$

$$A_{3,2} = A_{2,3}^T, \quad (2.186)$$

$$A_{3,3} = \begin{bmatrix} \left( \lambda_{s,\sigma} + \lambda_{pp} + \lambda_{p,l} + \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k \lambda_{\delta_{i,1,p-1}} \right) & -\lambda_{s,\sigma} & & & & & \\ & -\lambda_{s,\sigma} & \left( 2\lambda_{s,\sigma} + \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k \lambda_{\delta_{i,2,p-1}} \right) & & & & \\ & -(\lambda_{p,l} + \lambda_{p,p}) & 0 & & & & \\ 0 & 0 & 0 & -(\lambda_{p,l} + \lambda_{p,p}) & & & \\ -\lambda_{s,\sigma} & 0 & 0 & 0 & & & \\ 0 & 0 & -\lambda_{s,\sigma} & \left( \lambda_{s,\sigma} + \lambda_{p,l} + \lambda_{pp} + \sum_{p=1}^q \sum_{i=1}^k \lambda_{\delta_{i,1,p-1}} \right) & & & \end{bmatrix}. \quad (2.187)$$

Fluxurile au următorii vectori:

$$\phi_{st} = [\phi_{st,1} \ \phi_{st,2} \ \dots \ \phi_{st,k}]^T, \quad (2.188)$$

$$\phi_E = [\phi_{E,1} \ \phi_{E,2} \ \dots \ \phi_{E,k}]^T \quad (2.189)$$

Cu aceste notații ecuațiile pot fi scrise:

$$A_{1,1} \cdot V_1 = -\phi_{st} - \phi_E, \quad (2.190)$$

$$A_{2,2} \cdot V_2 + A_{2,3} \cdot V_3 = \phi_{st} + \phi_E, \quad (2.191)$$

$$A_{3,2} \cdot V_2 + A_{3,3} \cdot V_3 = 0, \quad (2.192)$$

sau

$$\begin{bmatrix} A_{1,1} & 0 & 0 \\ 0 & A_{2,2} & A_{2,3} \\ 0 & A_{3,2} & A_{3,3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\phi_{st} - \phi_E \\ \phi_{st} + \phi_E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.193)$$

Cu ajutorul metodei potențialelor magnetice scalare în noduri putem soluționa circuitul magnetic, cu condiția să cunoaștem valoarea fluxurilor.

Fluxul  $\phi_E$  este constant dar  $\phi_{st}$  este variabil în sistemul de ecuații diferențiale.

### 2.5.5 Matricile de transformare a înfășurării

Ecuațiile potențialelor în noduri prezentate anterior ajută la stabilirea relațiilor de legătură între potențialele magnetice scalare în mașină și fluxurile în dinții statorici și polii rotorici [18].

Relațiile între fluxurile în dinții statorici, curenții fazelor și valorile solenațiilor surselor se exprimă cu ajutorul matricelor de transformare a înfășurărilor.

#### Matricea topologică a înfășurării - $M_{wt}$

Această matrice arată cum sunt plasate bobinele în creștături. Ea este identificatorul înfășurării și are două linii și  $kn/2$  coloane unde  $k$  este numărul de creștături pe numărul de perechi de poli elementari iar  $n$  este numărul de laturi de bobină în creștătură. Coloana  $j$  a matricei corespunde bobinei  $j$  a înfășurării. Numărul de ordine al creștăturii în care latura de dus a bobinei  $j$  este plasată se trece în prima linie de pe coloana  $j$  iar numărul de ordine al creștăturii în care este plasată latura de întors a bobinei  $j$  se trece în a doua linie de pe coloana  $j$ .

Dacă latura de dus a primei bobine este plasată în creștătura 1 forma generală a matricei este:

$$M_{wt} = [O_1 M_{wt1} \quad O_2 M_{wt2} \quad \dots \quad O_r M_{wtr}] , \quad (2.194)$$

$$\text{cu } O_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad i = 1, 2, \dots, r. \quad (2.195)$$

Relația (2.195) este adevărată dacă sensul de înfășurare este pozitiv.

$M_{wt}$  - matricea topologică a unui grup de bobine.

$$M_{wt1} = \begin{bmatrix} 1 & 2 & q \\ y+1 & y+2 & y+q \end{bmatrix}, \quad (2.196)$$

$$M_{wt2} = \begin{bmatrix} q+1 & q+2 & 2q \\ y+q+1 & y+q+2 & y+2q \end{bmatrix}, \quad (2.197)$$

$$M_{wtr} = \begin{bmatrix} (k-q+1) & k \\ (y-q+1) & y \end{bmatrix}, \quad (2.198)$$

unde:  $y$  - pasul bobinei;

$q$  - numărul de creștături pe pol și fază

$r$  - numărul de grupuri de bobine pe perechea de poli elementară.

#### Matricea numărului de spire pe bobină - $M_{tc}$

Este o matrice diagonală având elementele egale cu numărul de spire în fiecare bobină și are  $kn/2$  linii și coloane.

$$M_{tc} = \text{diag} \left( W_{c,1} \ W_{c,2} \ \dots \ W_{c, \frac{kn}{2}} \right), \quad (2.199)$$

unde:  $w_{c,i}$ ,  $i = 1, \frac{kn}{2}$ , este numărul de spire în bobina  $i$ .

Această matrice ne ajută să calculăm solenația produsă de înfășurare. Presupunând vectorul curenților

$$i_c = \begin{bmatrix} i_{c,1} & i_{c,2} & \dots & i_{c, \frac{kn}{2}} \end{bmatrix}^T, \quad (2.200)$$

vectorul solenației este:

$$\theta_c = \begin{bmatrix} i_{c,1} W_{c,1} & i_{c,2} W_{c,2} & \dots & i_{c, \frac{kn}{2}} W_{c, \frac{kn}{2}} \end{bmatrix}^T, \quad (2.201)$$

$$\theta_c = M_{tc} \cdot i_c. \quad (2.202)$$

#### Matricea curenților în bobine - $M_{cc}$

Face legătura între curenții de fază și curenții prin bobine. Dacă  $i$  este vectorul curenților de fază elementari

$$i = [i_a \ i_b \ \dots \ i_m]^T, \quad (2.203)$$

atunci

$$i_c = M_{cc} \cdot i \quad , \quad (2.204)$$

unde

$$M_{cc} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad , \quad (2.205)$$

$q$  - numărul de creștături pe pol și fază.

Dacă  $q$  este număr întreg, subsecvențele cu  $q$  linii în  $M_{cc}$  sunt identice.

#### Matricea solenațiilor creștăturilor - $M_{sat}$

Face legătura între solenațiile bobinelor și solenațiile creștăturilor.

$(i \cdot w)_s$  - vectorul solenațiilor creștăturii;

$$(i \cdot w)_s = [(i \cdot w)_1 (i \cdot w)_2 \dots (i \cdot w)_k]^T \quad ; \quad (2.206)$$

$(i \cdot w)_j$  - solenația totală în creștătura  $j$ ;

$$(i \cdot w)_s = M_{sat} \cdot \theta_c \quad . \quad (2.207)$$

Elementele matricii  $M_{sat}$  se determină după următorul algoritm:

dacă latura de dus a bobinei  $j$  este plasată în creștătura  $i$

$$M_{sat \ ij} = \begin{cases} 1 \\ -1 \\ 0 \end{cases}$$

dacă latura de întors a bobinei  $j$  este plasată în creștătura  $i$

dacă nici o latură a bobinei  $j$  nu este plasată în creștătura  $i$



Pe fiecare linie a matricei avem câte două elemente de zero și pe fiecare coloană alte două. Pentru înfășurarea noastră, care este în două straturi trebuie definiți cei doi vectori ai curbelor solenației de reacție statorică:

$$\theta_{stu} = [\theta_{stu,1} \theta_{stu,2} \dots \theta_{stu,k}]^T, \quad (2.208)$$

$$\theta_{stl} = [\theta_{ste,1} \theta_{ste,2} \dots \theta_{ste,k}]^T, \quad (2.209)$$

$$(i \cdot w)_{su} = M_{sat,u} \cdot \theta_c, \quad (2.210)$$

$$(i \cdot w)_{sl} = M_{sat,l} \cdot \theta_c. \quad (2.211)$$

Dacă toate laturile de dus sunt plasate în stratul superior iar toate laturile de întors în stratul inferior putem scrie:

$$M_{sat,ll} = \begin{matrix} & & & & & & & & & \text{crestătura} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & & & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ \\ q \\ y+1 \\ y+2 \\ \\ y+q \end{matrix} \\ \text{bobina} & 1 & 2 & & & & & & q & \end{matrix}, \quad (2.212)$$

$$M_{sat,ul} = \begin{matrix} & & & & & & & & & \text{crestătura} \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & & \dots & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ & & & & & & & & & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & \end{bmatrix} & \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ \\ q \\ y+1 \\ y+2 \\ \\ y+q \end{matrix} \\ \text{bobina} & 1 & 2 & & \dots & & & & q & \end{matrix}. \quad (2.213)$$

Putem scrie vectorul solenațiilor totale în crestătură:

$$(i \cdot w)_s = (i \cdot w)_{su} + (i \cdot w)_{sc}, \quad (2.214)$$

$$(i \cdot w)_s = (M_{sat,u} + M_{sat,l}) \cdot \theta_c, \quad (2.215)$$

$$M_{sat} = M_{sat,u} + M_{sat,l} \quad (2.216)$$

Matricea solenației dinților -  $M_{tmnf}$

Solenația poate fi definită, funcție de densitatea de curent J, prin relația:

$$\theta(x) = \int_0^x J(x) \cdot dx. \quad (2.217)$$

Valoarea solenației în creștătura j este dată de diferența solenațiilor în dinții j

$$\theta_{t,j} - \theta_{t,j-1} = w_{e,j} \cdot i_{e,j} + w_{u,j} \cdot i_{u,j}. \quad (2.218)$$

Sistemul de ecuații pentru toate creștăturile va fi:

$$\begin{aligned} \theta_{t,1} - \theta_{t,k} &= w_{e,1} \cdot i_{e,1} + w_{u,1} \cdot i_{u,1}, \\ \theta_{t,2} - \theta_{t,1} &= w_{e,2} \cdot i_{e,2} + w_{u,2} \cdot i_{u,2}, \end{aligned} \quad (2.219)$$

$$\theta_{t,k} - \theta_{t,k-1} = w_{e,k} \cdot i_{e,k} + w_{u,k} \cdot i_{u,k}.$$

Pe baza acestui sistem se poate scrie matricea:

$$M_{tmnf} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.220)$$

Sistemul (2.219) poate fi scris:

$$M_{tmnf} \cdot \theta_t = I'_{k,k} \cdot (i \cdot w)_s, \quad (2.221)$$

unde:  $\theta_t = [\theta_{t,1} \ \theta_{t,2} \ \dots \ \theta_{t,k}]^T, \quad (2.222)$

$$I'_{k,k} = \begin{bmatrix} I_{n-1,n-1} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.223)$$

Matricea  $I_{n-1,n-1}$  este un operator identic.

Rezultă:

$$\theta_t = M_{tmnf}^{-1} \cdot I'_{k,k} (i \cdot w)_s, \quad (2.224)$$

adică matricea care definește legătura între solenația creștăturilor și a dinților.

Matricea de transformare a solenajiei - w''

Pe baza relațiilor (2.202), (2.204), (2.210), (2.211) și (2.224) putem scrie relațiile:

$$\theta_c = M_{tc} \cdot M_{cc} \cdot i, \quad (2.225)$$

$$(i \cdot w)_s = M_{sat} \cdot M_{tc} \cdot M_{cc} \cdot i, \quad (2.226)$$

$$\theta_t = M_{tmnf}^{-1} \cdot I'_{k,k} \cdot M_{sat} \cdot M_{tc} \cdot M_{cc} \cdot i. \quad (2.227)$$

Notăm cu w'' matricea

$$w'' = M_{tmnf}^{-1} \cdot I'_{k,k} \cdot M_{sat} \cdot M_{tc} \cdot M_{cc}, \quad (2.228)$$

care are două componente în cazul înfășurării în două straturi:

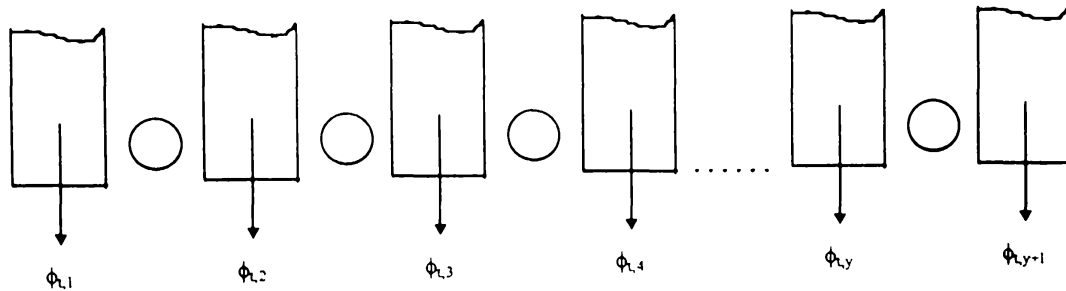
$$w''_u = M_{tmnf}^{-1} \cdot I'_{k,k} \cdot M_{sat,u} \cdot M_{tc} \cdot M_{cc}, \quad (2.229)$$

$$w''_l = M_{tmnf}^{-1} \cdot I'_{k,k} \cdot M_{sat,l} \cdot M_{tc} \cdot M_{cc}. \quad (2.230)$$

Pentru o structură dată a înfășurării, această relație de legătură este unică.

Matricea fluxurilor bobinelor - M<sub>cf</sub>

În figura 2.36 se dă o reprezentare desfășurată a înfășurării indusului plasată în creștături de-a lungul deschiderii y și a unei bobine.



**Fig.2.36**

O bobină cu pasul y conține fluxurile a y dinți:

$$\phi_{c,l} = \sum_{j=1}^y \phi_{t,j}. \quad (2.331)$$

Dacă bobina i are latura de întors în creștătura i și cea de dus în creștătura j, iar pasul este y, atunci o bobină pozitiv orientată, are toate elementele în apropierea liniei i a matricii M<sub>cf</sub> între coloana j și j+y-1 egale cu 1. Toate celelate elemente ale liniei i sunt egale cu zero.

Matricea M<sub>cf</sub> face legătura între fluxul bobinelor și fluxul dinților:

$$\phi_c = \begin{bmatrix} \phi_{c,1} & \phi_{c,2} & \dots & \phi_{c,\frac{k}{n}} \end{bmatrix}^T, \quad (2.232)$$

$$\phi_t = \begin{bmatrix} \phi_{t,1} & \phi_{t,2} & \dots & \phi_{t,kn} \end{bmatrix}^T, \quad (2.233)$$

$$\phi_c = M_{cf} \cdot \phi_t \quad (2.234)$$

În figura 2.37 se prezintă înfășurarea în două straturi.

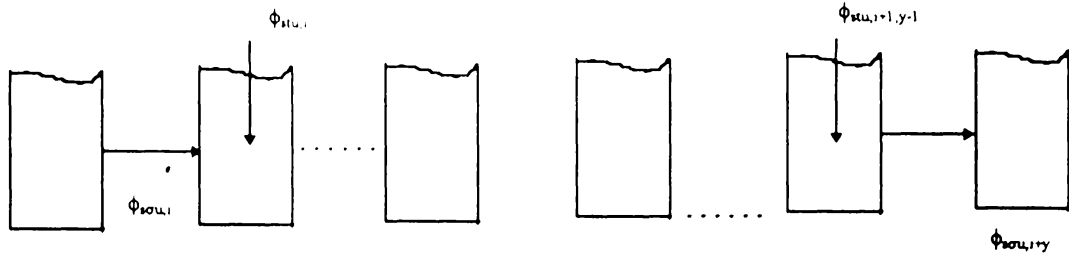


Fig.2.37

Dacă fluxul de dispersie înlănțuie fiecare strat în parte putem scrie.

$$\phi_{c,i} = \sum_{j=1}^y \phi_{stu,i+j-1} + \phi_{s\sigma u,i}, \quad (2.235)$$

$$\phi_{s\sigma u,i} = (V_{ml,i-1} - V_{ml,i}) \lambda_{s\sigma u}, \quad (2.236)$$

$$\phi_{c,i} = \sum_{j=1}^y \phi_{stu,i+j-1} + (V_{ml,i-1} - V_{ml,i}) \cdot \lambda_{s\sigma a}, \quad (2.237)$$

$$\phi_c = M_{cf} \cdot \phi_{stu} + \lambda_{s\sigma a} \cdot J_{it} \cdot V_{ml}, \quad (2.238)$$

unde:

$$M_{cf} = \begin{bmatrix} M_{cf,1} & c_{1,2} & c_{1,r} \\ q & M_{cf,2} & c_{2,r} \\ y-q & & q \\ M_{cf,r} & c_{r,2} & M_{cf,r} \end{bmatrix}, \quad (2.239)$$

$$M_{cf,i} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{matrix} \text{bobina} \\ 1+(i-1)q \\ \\ q+(i-1)q \\ \text{dintele } 1+(i-1)q \end{matrix} \quad (2.240)$$

$$J_{i,l} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad (2.241)$$

iar  $c_{ij}$ ;  $i \neq j$ ,  $j = \overline{1,r}$  este o submatrice auxiliară care are definite elementele conform tabelului 2.1.

Tabelul 2.1

Mod de notare	Orientare pozitivă a submatricei fluxurilor bobinelor - $M_{cf,i}$	Orientare negativă a submatricei fluxurilor bobinelor $M_{cf,i}$
Regulat	0	1
Complementar	-1	0
Combinat	-1	1

Matricea numărului de spire pe faza elementară -  $M_{t,p}$

$$M_{t,p} = \text{diag}(w_{p,1} \ w_{p,2} \ \dots \ w_{p,m}), \quad (2.242)$$

unde:  $w_{p,i}$  - este numărul de spire în faza elementară  $i$ .

Faza elementară reprezintă un grup de bobine care este parcurs de același curent. Cu 'a' se notează numărul de circuite în paralel.

Matricea fluxului pe faza elementară -  $M_{p,f}$

Notăm cu  $m'$  - numărul de faze

$$m = a \ m', \quad (2.243)$$

unde  $m$  este numărul fazelor elementare.

Fluxul total de scăpări pentru fiecare fază elementară este egal cu suma fluxurilor din toate bobinele care formează faza elementară.

Matricea  $M_{p,f}$  derivă din matricea numărului de spire pe bobină  $M_{t,c}$  și matricea topologică a înfășurării  $M_{w,t}$ . Dimensiunile sale sunt  $m$  și  $kn/2$ .

Această matrice face legătura între vectorul fluxului fazei elementare  $\phi$ , definit prin

$$\phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_m]^T, \quad (2.244)$$

cu vectorul fluxului bobinei definit conform ecuației (2.232).

$$M_{t,p} \cdot \phi = M_{p,f} \cdot \phi_c \quad (2.245)$$

Matricea  $M_{p,f}$  dă informații despre cum bobinele sunt conectate între ele și care formează o fază particulară.

Un element al matricei,  $M_{cc}(j,i)$  este definit funcție de un element al matricei  $M_{p,f}$  după cum urmează:

$$M_{cc}(j,i) = \begin{cases} 1 & \text{pentru } M_{p,f}(i,j) \neq 0 \\ 0 & \text{pentru } M_{p,f}(i,j) = 0 \end{cases}$$

Numărul grupurilor de bobine este

$$r = 2 \cdot \frac{P}{p_e} \cdot m' \quad (2.246)$$

Grupurile adiacente de bobină sunt uzual conectate la diferite faze. Submatricea  $i$  pentru fluxul fazei elementare are expresia:

$$M_{p,f,i} = \begin{matrix} & & & & \text{faza} \\ & & & & \left[ \begin{array}{c} 1 \\ 2 \\ \dots \\ m \end{array} \right] \\ \left[ \begin{array}{ccccc} w_{c,1+l} & w_{c,2+l} & w_{c,q+l} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_{c,q+l+l} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & w_{c, \frac{km}{r} i} \end{array} \right] & & & & (2.247) \\ \text{bobina} & 1+l & & q+l & (km/r)i \end{matrix}$$

$$\text{Parametrul } I = (i-1) \cdot \frac{km}{r} \quad (2.248)$$

### Matricea de transformare a fluxului

Putem scrie pentru înfășurarea în două straturi:

$$\phi = M_{tp}^{-1} \cdot M_{pf} (M_{ct} \cdot \phi_{stu} + \lambda_{sca} \cdot J_{ie} \cdot V_{ml}), \quad (2.249)$$

sau

$$\phi = M_{tp}^{-1} \cdot M_{pf} \cdot M_{ct} \cdot \phi_{stu} + \lambda_{sca} \cdot M_{tp}^{-1} \cdot M_{pf} \cdot J_{ie} \cdot V_{ml} \quad (2.250)$$

Se notează:

$$w' = M_{tp}^{-1} \cdot M_{pf} \cdot M_{cf}, \quad (2.251)$$

$$w'_{il} = \lambda_{sca} \cdot M_{tp}^{-1} \cdot M_{pf} \cdot J_{ie} \quad (2.252)$$

Relația (2.250) va deveni:

$$\phi = w' \cdot \phi_{stu} + w'_{il} \cdot V_{ml} \quad (2.253)$$

Matricea  $w'$  ne permite calculul fluxului fazelor dacă se cunoaște fluxul dinților.

În acest paragraf s-au introdus matricea de transformare a fluxului și matricea de transformare a curentului. Aceste matrice fac legătura între mărimile înfășurării și cele ale circuitului magnetic.

De aceea trebuie cunoscute:

- pozițiile bobinelor în creștături;
- numărul spirelor pe bobină;
- metoda de conectare a bobinelor în grupuri;
- metoda prin care grupurile de bobine sunt conectate în faza elementare, inclusiv care este orientarea bobinelor.

Informațiilor se vor stoca în matricea topologică a înfășurării  $M_{wt}$ , matricea numărului de spire pe bobină  $M_{tc}$ , matricea de orientare a bobinelor  $O_i$  și matricea elementară a fluxurilor  $M_{pt}$ .

În plus trebuie cunoscută matricea solenației dinților  $M_{tmml}$ .

## 2.6 Concluzii

În capitolul al doilea pornindu-se de la cunoștințele actuale despre calculul dimensiunilor și parametrilor mașinilor electrice se propune o metodologie de calcul adaptată la specificul mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică, atât în varianta clasică cât și cu ajutorul metodelor moderne de calcul a câmpului, parametrilor și caracteristicilor.

Se obțin valorile reactanțelor principale ale mașinii și valorile reactanțelor de dispersie ținând cont de scăpările în creștătură, la capetele dinților și în părțile frontale ale înfășurării și de efectul de refulare a curentului. Ca o posibilitate de utilizare ulterioară se propune schema echivalentă a mașinii pe baza modelului ortogonal general al mașinii sincrone.

Pentru un calcul cât mai exact al câmpului magnetic se propune utilizarea metodei tridimensionale a elementului finit

Ca metodă alternativă de calcul se propune metoda circuitului magnetic echivalent. Această metodă permite obținerea unei precizii de calcul ridicate cu un volum de calcule mult mai redus față de metoda elementului finit.

Se consideră drept contribuții originale următoarele:

- studiul cu ajutorul metodelor clasice a formei de variație a solenației și câmpului magnetic prin folosirea unui circuit magnetic în formă de U, longitudinal, având ambele înfășurări în stator și având ca înfășurare a indusului o înfășurare de tip special în formă de opt (fig.2.2, 2.3, 2.4);

- calculul expresiilor reactanțelor principale și a reactanțelor de dispersie ale mașinii ținând cont că avem creștături deschise și construcția este de tip special (relațiile 2.18-2.57);

- determinarea modelului matematic și schemei echivalente în coordonate d-q a mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică (paragraful 2.3.3);

- utilizarea metodei elementului finit tridimensional la calculul câmpului mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică (paragraful 2.4);

- determinarea schemelor echivalente cu permeanțe și surse ale circuitului magnetic și scrierea ecuațiilor și matricilor corespunzătoare acestor scheme, în vederea scrierii sistemului unic de ecuații al mașinii (paragraful 2.5).

Pe baza rezultatelor obținute în acest capitol, în capitolul următor se va trece la calculul efectiv electromagnetic, al parametrilor și caracteristicilor prin cele trei metode enumerate.



## 2.7 Bibliografie

1. Allano, S., Selkhadir, A., Bonnafous, F., Barrue, R., Perron, J.C., Taghizadeh - Tabarsi, A., *Study and elements of design of high speed reluctance machines including amorphous magnetic materials*, ICEM '88
2. Boldea, I., *Transformatoare și mașini electrice*, Editura Didactică și Pedagogică R.A., București, 1994
3. Boldea, I., *Parametrii mașinilor electrice . Identificare, estimare și validare*, Editura Academiei Române, București, 1991
4. Boldea, I., *Vehicule pe pernă magnetică. Propulsie, levitație și ghidaj*, Editura Academiei R.S.R., București, 1981
5. Boldea, I., *Ecuatiile de stare ale motorului sincron homopolar alimentat prin invertor*, Buletinul Științific al I.P.T.V.T., Timișoara, 1984
6. Dawson, G.E., Eastham, A.R., Ong, R., *Computed - Aided design studies of the homopolar linear synchronous motor*, Transaction on Magnetics, vol. Mag - 20, No.5, September, 1984
7. Deaconu, S., *The reactive synchronous homopolar machine functioning in stationary regime*, Buletinul Științific și Tehnic al U.P.T., Tom 40 (54), Mecanică Agricolă - Metalurgie, Fascicola 1,2, Timișoara, 1995
8. Deaconu, S., *Agregat monorotor cu excitație statorică*, Tehnologii și echipamente tehnologice industriale, Hunedoara, 1992
9. Deaconu, S., *Calculul câmpului magnetic în mașina sincronă homopolară reactivă prin metoda elementului finit*, Sesiunea de Comunicări, Facultatea de Inginerie Hunedoara, 1995
10. Deaconu, S., *Determinarea parametrilor mașinii sincrone reactive cu excitație statorică prin metoda circuitelor magnetice echivalente*, Sesiunea de Comunicări, F.I.H., Hunedoara, 1995
11. El - Serafi, A.M., Abdallah, A.S., El - Sherbiny, M.K., Bodawy, E.H., *Modeling of Saturated Synchronous machines including the cross - magnetizing effect for steady - state stability studies*, ICEM 88
12. Hecquet, M., Brochet, P., *Modeling of a claw - pole alternator using permeance network coupled with electric circuits*, Transactions on Magnetics, vol.31, No.3, May 1995
13. Maharaj, K.K., Mohanty, A.K., *Stability of Reluctance Synchronous Motor*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS - 87, No.12, December 1968

14. Mândru, Gh., Rădulescu, M.M., *Analiza numerică a câmpului electromagnetic*, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986
15. Nicolaide, A., *Mașini electrice. Teorie. Proiectare, vol. 1,2*, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1975
16. Nondahl, T.A., Richter, E., Report No. FRA/ORD-80/54, *Comparisons between design for single - sided linear electric motors: Homopolar synchronous and induction*, U.S.
17. Odamura, M., *Upwind Finite Element Solution for Saturated Traveling Magnetic Field Problems*, *Electrical Engineering in Japan*, vol. 105, No.4, 1958
18. Ostovic, V., *Dynamics of Saturated Electric Machines*, Springer Verlag, New - York, 1989
19. Richter, R., *Mașini electrice, vol. I, Elemente generale de calcul. Mașini de curent continuu*, Editura Tehnică, București, 1958
20. Richter, R., *Mașini electrice, vol. II, Mașina sincronă și mașina comutatoare*, Editura Tehnică, București, 1959
21. Richter, R., *Înfășurările mașinilor electrice*, Editura Tehnică, București, 1958
22. Deaconu, S., *Studiul câmpului și parametrilor generatorului electric reglabil fără perii*, Referat Nr.2, Hunedoara, 1997

## CAPITOLUL 3

# CALCULUL MAȘINII SINCRONE HOMOPOLARE REACTIVE CU EXCITAȚIE STATORICĂ

### 3.1 Calculul electromagnetic

Generatoarele electrice reglabile fără perii sunt folosite din ce în ce mai mult în aplicațiile industriale. Deoarece unele din aceste aplicații sunt în domeniul producerii energiei electrice în zonele izolate geografic sau pe vehicule care nu pot fi alimentate din rețelele de distribuție, ne propunem calculul unui generator electric homopolar reactiv cu excitație statorică destinat pentru astfel de aplicații.

Pentru exemplificare s-a ales o putere de calcul de 25 KVA care poate satisface exigențele unei aplicații de genul celor enumerate anterior și pe baza rezultatelor obținute se poate extinde gama puterilor la valori de 50 KVA, 100 KVA, 200 KVA sau chiar mai mari.

#### 3.1.1 Datele de proiectare

Datele de proiectare necesare sunt:

- puterea aparentă nominală -  $S_N = 25 \text{ KVA}$ ;
- turația nominală -  $n_N = 1000 \frac{\text{rot}}{\text{min}}$ ;
- frecvența -  $f_N = 50 \text{ Hz}$ ;
- tensiunea nominală -  $U_N = 380 \text{ V}$ ;
- numărul de faze -  $m = 3$ ;
- conexiunea - stea (Y).

Dacă mașina se utilizează ca hidrogenerator și se dorește reducerea costului total al centralei se poate utiliza varianta monorotor, care constă în utilizarea rotorului mașinii electrice ca rotor al turbinei hidraulice, polii feromagnetici masivi plasându-se în exteriorul turbinei, înspre întrefier. [7]

Pentru acest tip de mașină este necesar să se cunoască diametrul exterior al turbinei, pentru a putea obține puterea nominală a generatorului. Acesta este  $D_{et} = 0,4\text{m}$ , pentru puterea aparentă aleasă la generatorul pe care vrem să îl calculăm (conform datelor furnizate de HIDEROM S.A. Reșița).

### 3.1.2 Calculul dimensiunilor principale

- Curentul nominal de fază

$$S_N \cong m \cdot U_{IN_f} \cdot I_N, \quad (3.1)$$

$$I_N = \frac{S_N}{m \cdot U_{IN_f}} = \frac{25000}{\sqrt{3} \cdot 380} = 37,98A. \quad (3.2)$$

- Tensiunea electromotoare nominală de fază

$$U_{eIN} = K_{EG} \cdot U_{Nf} = 1,08 \cdot 220 = 237,6V. \quad (3.3)$$

- Puterea aparentă interioară nominală

$$S_{iN} = K_{EG} \cdot S_N = 1,08 \cdot 25000 = 27000VA. \quad (3.4)$$

- Numărul perechilor de poli

$$p = \frac{60f_N}{n_N} = \frac{60 \cdot 50}{1000} = 3. \quad (3.5)$$

- Factorul de formă al tensiunii

$$k_f = 1,11. \quad (3.6)$$

- Factorul de acoperire polară

$$\alpha_p = 0,8. \quad (3.7)$$

- Numărul de creștături pe pol și fază

$$q = 6. \quad (3.8)$$

- Numărul de creștături statorice

$$N_c = 2p \cdot q \cdot m = 2 \cdot 3 \cdot 6 \cdot 3 = 108. \quad (3.9)$$

- Unghiul de defazaj dintre două t.e.m. induse în creștături consecutive

$$\alpha = \frac{2\pi \cdot p}{N_c} = \frac{2\pi \cdot 3}{108} = \frac{\pi}{18}. \quad (3.10)$$

- Factorul de înfășurare

$$k_q = \frac{\sin \frac{q\alpha}{2}}{q \sin \frac{\alpha}{2}} = \frac{\sin \frac{6 \cdot \frac{\pi}{18}}{2}}{6 \sin \frac{\frac{\pi}{18}}{2}} = \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{6 \sin \frac{\pi}{36}} = \frac{0,5}{6 \cdot 0,087} = 0,956. \quad (3.11)$$

- Scurtarea

$$\frac{y}{\tau} = 0,66. \quad (3.12)$$

- Factorul de scurtare

$$k_y = \sin \frac{\pi}{2} \cdot \frac{y}{\tau} = \sin \frac{\pi}{2} \cdot 0,66 = 0,86. \quad (3.13)$$

- Factorul de bobinaj

$$k_{bl} = k_q \cdot k_y = 0,956 \cdot 0,86 = 0,827. \quad (3.14)$$

- Întrefierul

$$\text{- nominal - } \delta = 0,004 \text{ m}, \quad (3.15)$$

$$\text{- maxim - } \delta = 0,005. \quad (3.16)$$

- Grosimea estimată a polilor rotorici

$$h_p = 0,045 \text{ m}. \quad (3.17)$$

- Diametrul interior al statorului

$$D_{is} = D_{et} + 2h_p + 2\delta = 0,4 + 2 \cdot 0,045 + 2 \cdot 0,004 = 0,498 \text{ m}. \quad (3.18)$$

- Pasul polar

$$2p\tau = \pi D_{is}, \quad (3.19)$$

$$\tau = \frac{\pi D_{is}}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,498}{2 \cdot 3} = 0,26 \text{ m}, \quad (3.20)$$

- Alegerea solicitărilor electromagnetice

$$\text{- pătura de curent - } A = 20.000 \frac{\text{A}}{\text{m}}, \quad (3.21)$$

$$\text{- inducția magnetică a câmpului principal în mașină - } B_E = 0,5 \text{ T}. \quad (3.22)$$

- Clasa de izolație se alege F, căreia îi corespunde o supratemperatură staționară:

$$\tau_s = 155^\circ \text{ C}. \quad (3.23)$$

- În figura 3.1 se prezintă forma unei tole a circuitului magnetic statoric.

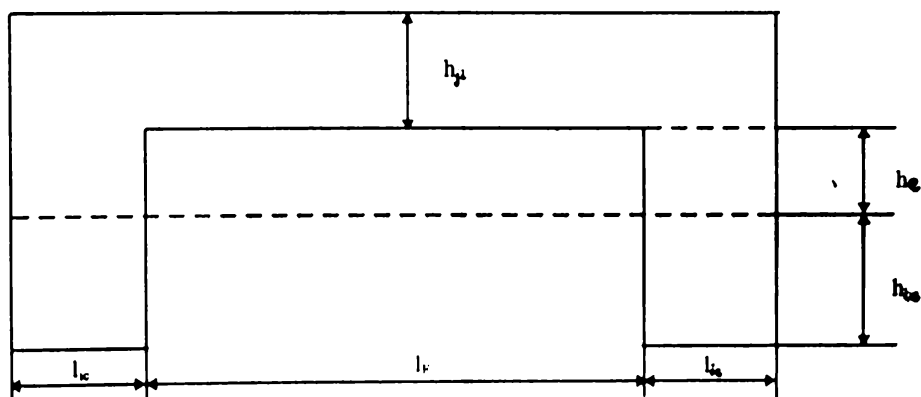


Fig. 3.1

În figura anterioară s-au făcut următoarele notații:

- $l_{ic}$  - lungimea unui picior al tolei;
  - $l_f$  - lățimea ferestrei tolei;
  - $h_{ba}$  - înălțimea bobinajului indusului;
  - $h_e$  - înălțimea bobinei de excitație;
  - $h_{j1}$  - înălțimea jugului statoric.
- Lungimea ideală echivalentă a mașinii obținută prin calcul este:

$$l_{iE} = \frac{60S_{IN}}{K_{CA} \cdot \pi^2 \cdot D_{IS}^2 \cdot n_N \cdot A \cdot B_\delta} \quad (3.24)$$

unde:

$$K_{CA} = \frac{\pi \cdot kb_1}{2\sqrt{2}} \cdot \alpha_p = \frac{\pi \cdot 0,827}{2\sqrt{2}} \cdot 0,8 = 0,728, \quad (3.25)$$

$B_\delta$  - inducția magnetică în întrefier,

$$B_\delta = 0,9 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_e \sin \frac{\pi}{2} \alpha_p = 0,9 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot 0,5 \sin \frac{\pi}{2} \cdot 0,8 = 0,272T. \quad (3.26)$$

Rezultă

$$l_{iE} = \frac{60 \cdot 27000}{0,728 \cdot \pi^2 (0,498)^2 \cdot 1000 \cdot 20000 \cdot 0,272} = 0,167m. \quad (3.27)$$

Alegem lungimea ideală echivalentă a mașinii

$$l_{iE} = 0,18m \quad (3.28)$$

- Lungimea unui picior al tolei

$$l_{ica} = \frac{l_{iE}}{2} = \frac{0,18}{2} = 0,09m \quad (3.29)$$

- Pasul dentar

$$t_1 N_c = \pi \cdot D_{is}, \quad (3.30)$$

$$t_1 = \frac{\pi D_{is}}{N_c} = \frac{\pi \cdot 0,498}{108} = 0,01448m. \quad (3.31)$$

- Fluxul polar util maxim

$$\Phi_N = \alpha_p \cdot \tau \cdot l_{iE} \cdot B_\delta = 0,8 \cdot 0,26 \cdot 0,18 \cdot 0,272 = 0,01Wb. \quad (3.32)$$

### 3.1.3 Alegerea dimensiunilor creștăturii, izolației creștăturii și conductorului

Numărul de spire pe fază se calculează cu relația:

$$N_1 = \frac{U_{eIN}}{4k_f \cdot f_N \cdot k_{bl} \cdot \Phi_N} = \frac{237,6}{4 \cdot 1,11 \cdot 50 \cdot 0,827 \cdot 0,01} = 126,9. \quad (3.33)$$

Alegem valoarea

$$N_1 = 126. \quad (3.34)$$

Numărul de conductoare în creștături calculat este

$$n_c = 2 \frac{m \cdot N_1}{N_c} = 2 \frac{3 \cdot 126}{108} = 7. \quad (3.35)$$

Alegem valoarea

$$n_c = 8. \quad (3.36)$$

Recalculăm numărul de spire pe fază

$$N_{1f} = \frac{N_c \cdot n_c}{2m} = \frac{108 \cdot 8}{2 \cdot 3} = 144. \quad (3.37)$$

Fluxul polar nominal recalculat

$$\phi_N = \frac{\phi_N}{N_{cf}} \cdot N_1 = \frac{0,01}{144} \cdot 126 \cong 0,009 \text{ Wb}. \quad (3.38)$$

Fluxul nominal la mers în gol

$$\phi_{oN} = \frac{\phi_N}{K_{EG}} = \frac{0,009}{1,08} = 0,0083 \text{ Wb}. \quad (3.39)$$

Inducția magnetică recalculată

$$B_\delta = \frac{\phi_N}{\alpha_p \cdot \tau \cdot e_{iE_s}} = \frac{0,009}{0,8 \cdot 0,26 \cdot 0,18} = 0,24 \text{ T}. \quad (3.40)$$

Alegem densitatea de curent în înfășurarea indusului

$$j_1 = 3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}. \quad (3.41)$$

Secțiunea cuprului în înfășurarea indusului

$$I_N = S_{cu1} \cdot j_1, \quad (3.42)$$

$$S_{cu1} = \frac{I_N}{j_1} = \frac{37,98}{3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}} = 12,66 \text{ mm}^2. \quad (3.43)$$

Alegem o înfășurare cu 2 căi în paralel

$$S_{cu1} = 2 \frac{\pi d^2}{4}, \quad (3.44)$$

$$d = \sqrt{\frac{2 \cdot S_{cu1}}{\pi}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 12,66}{\pi}} = 2,83 \text{ mm}. \quad (3.45)$$

Alegem un conductor având:

$$d_{STAS} = 3 \text{ mm} . \quad (3.46)$$

Secțiunea înfășurării va fi:

$$S_{\text{cula}} = 2 \frac{\pi d_{STAS}^2}{4} = 2 \frac{\pi \cdot 3^2}{4} = 14,13 \text{ mm}^2 . \quad (3.47)$$

Pătura de curent calculată

$$A_c = \frac{n_{ca} \cdot I_N}{t_1} = \frac{8 \cdot 37,98}{14,48 \cdot 10^{-3}} = 20983,42 \text{ A / m} . \quad (3.48)$$

Bobinajul indusului este în formă de opt (fig.3.2) având următoarele caracteristici

$$q = 6 , \quad (3.49)$$

$$\tau = \frac{N_c}{2p} = \frac{108}{2 \cdot 3} = 18 \text{ - crestături} \quad (3.50)$$

$$y = \frac{2}{3} \tau = \frac{2}{3} \cdot 18 = 12 \text{ - pasul de dus al bobinelor} . \quad (3.51)$$

În figura următoare este reprezentată o bobină a înfășurării

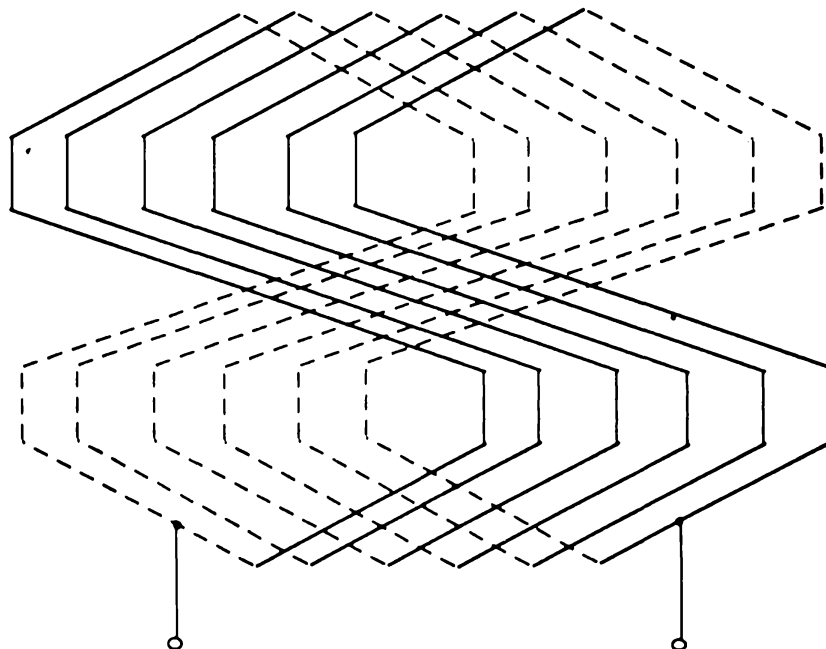
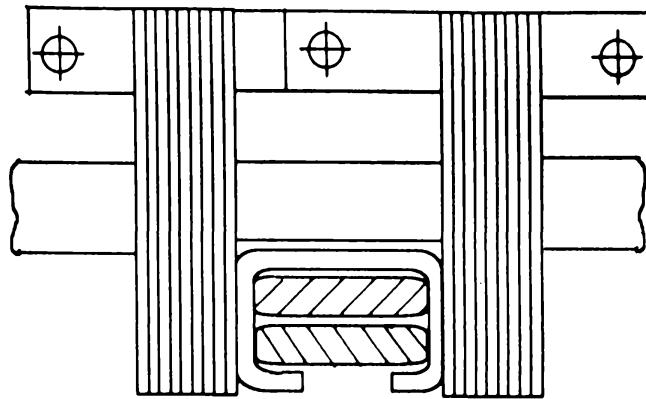


Fig.3.2

Crestătura mașinii este deschisă la ambele capete și este formată în spațiul dintre două pachete de tole alăturate (fig.3.3)





**Fig.3.3**

Considerăm lățimea pachetului de tole

$$b_{da} = 0,007 \text{ m.} \quad (3.52)$$

Lățimea creștăturii înspre întrefier va fi

$$b_c = t_1 - b_{da} = 0,01448 - 0,007 = 0,00748 \text{ m.} \quad (3.53)$$

Dacă se ține seama de izolația de creștătură și de izolația proprie a laturii de bobină în creștătură se poate estima o lățime a bobinajului în creștătură

$$b_{cu} = 0,006 \text{ m.} \quad (3.54)$$

Factorul de umplere în creștătură

$$k_u = 0,5. \quad (3.55)$$

Înălțimea unei laturi de bobină

$$h_c \cdot b_{cu} = S_{culf} \cdot \frac{n_{ca}}{2} \cdot \frac{l}{k_u}, \quad (3.56)$$

$$h_c = \frac{S_{culf} \cdot \frac{n_{ca}}{2}}{b_{cu} \cdot k_u} = \frac{14,13 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{8}{2}}{0,006 \cdot 0,5} = 0,01884 \text{ m.} \quad (3.57)$$

- Alegem  $h_c = 0,019 \text{ m.} \quad (3.58)$

- Izolația între laturile de bobină

$$h_{cc} = 0,002 \text{ m.} \quad (3.59)$$

- Distanța dintre bobinajul indusului și bobina de excitație se alege

$$h_{dic} = 0,005 \text{ m.} \quad (3.60)$$

- Înălțimea bobinajului indusului (până la înfășurarea de excitație)

$$h_{ba} = 2h_{ca} + 2h_{cc} + h_{dic} = 2 \cdot 0,019 + 2 \cdot 0,002 + 0,005 = 0,048 \text{ m.} \quad (3.61)$$

- Vom considera

$$h_{ba} = 0,05 \text{ m.} \quad (3.62)$$

### 3.1.4 Calculul solicitărilor în circuitul magnetic

În cele ce urmează se vor considera armonicile fundamentale ale câmpurilor alternative.

- Inducția magnetică în dinte

$$k_{FE} \cdot B_{dil} \cdot l_{ica} \cdot b_{da} = B\delta_{cl} \cdot l_{ixa} \cdot t_l, \quad (3.63)$$

unde  $k_{FE} = 0,95$  - este factorul de umplere al miezului magnetic

$$B_{dil} = \frac{B\delta_{cl} \cdot t_l}{k_{FE} \cdot b_{da}} = \frac{0,24 \cdot 0,01448}{0,95 \cdot 0,007} = 0,522 \text{ T}. \quad (3.64)$$

Inducția magnetică în jugul statoric se alege

$$B_{jl,1} = 0,6 \text{ T}, \quad (3.65)$$

$$B_{dil} \cdot l_{ica} \cdot b_{da} \cdot k_{FE} = B_{jl,1} \cdot b_{da} \cdot k_{FE} \cdot h_{jl}, \quad (3.66)$$

$$h_{jl} = \frac{B_{dil} \cdot l_{ica}}{B_{jl,1}} = \frac{0,522 \cdot 0,09}{0,6} = 0,078 \text{ m} \quad (3.67)$$

- Diametrul exterior al rotorului

$$D_r = D_{is} - 2\delta = 0,498 - 2 \cdot 0,004 = 0,49 \text{ m}. \quad (3.68)$$

- Lățimea piesei polare

$$b_p = \alpha_p \frac{\pi D_r}{2p} = 0,8 \cdot \frac{\pi \cdot 0,49}{2 \cdot 3} = 0,205 \text{ m}. \quad (3.69)$$

- Raza de formă a polului este arătată în figura 3.4

$$R_p = \frac{D_r}{2 + \frac{8D_r(\delta_{\max} - \delta)}{b_p^2}} = \frac{0,49}{2 + \frac{8 \cdot 0,49(0,0045 - 0,004)}{(0,205)^2}} = 0,239 \text{ m}. \quad (3.70)$$

- Raza polului

$$R = \frac{D_r}{2} = \frac{0,49}{2} = 0,245 \text{ m}. \quad (3.71)$$

- Unghiul la centru corespunzător unui pol

$$\alpha_1 = \frac{360^\circ \cdot b_p}{\pi \cdot D_r} = \frac{306^\circ \cdot 0,205}{\pi \cdot 0,49} = 47,94^\circ. \quad (3.72)$$

- Inducția magnetică în polul rotoric

$$B_{j21} \cdot h_p \cdot b_{da} = B\delta_{cl} \cdot l_{ica} \cdot b_{da}, \quad (3.73)$$

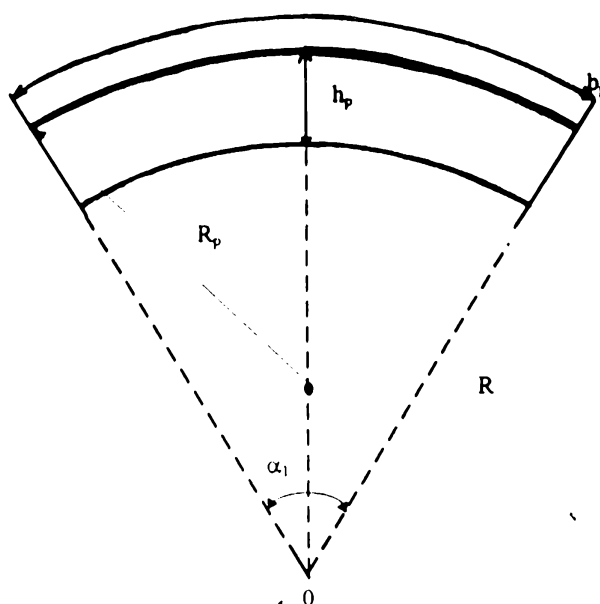


Fig.3.4

$$B_{j21} = \frac{B\delta_{x1} \cdot l_{icu}}{h_p} = \frac{0,24 \cdot 0,09}{0,045} = 0,48 \text{ T} \quad (3.74)$$

### 3.1.5 Calculul solicitărilor în circuitul magnetic

Tensiunea de alimentare a excitației trebuie să aibă posibilitatea de reglare, astfel încât pentru regimuri de funcționare inductive tensiunea la borne să rămână constantă.

Considerăm valoarea în gol a tensiunii la borne:

$$U_1 = 1,4 U_{Nr} = 1,4 \cdot 220 = 308 \text{ V.} \quad (3.75)$$

La trecerea polului pe sub pachetul de tole, cunoscând valorile fundamentale ale inducțiilor în miezul feromagnetic, se pot determina valorile maxime ale acestora:

$$B\delta_1 = 0,9 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot B_{e \max} \cdot \sin \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}, \quad (3.76)$$

$$B_{e \max} = \frac{B\delta_1}{0,9 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}} = \frac{0,24}{0,9 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin 0,8 \cdot \frac{\pi}{2}} = 0,44 \text{ T.} \quad (3.77)$$

- Tensiunea magnetomotoare a întrefierului principal la tensiunea nominală

$$U_{m\delta} = 2 \cdot \frac{B_{e \max}}{\mu_0} \cdot k_c \cdot \delta, \quad (3.78)$$

unde:  $k_c = \frac{\tau_c}{\tau_c - \gamma \cdot \delta}$  - este factorul lui Carter, (3.79)

$$\tau_c = t_1 = 0,01448 \text{ m}, \quad (3.80)$$

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{b_{ca}}{2\delta} \operatorname{arctg} \frac{b_{ca}}{2\delta} - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{b_{ca}}{2\delta} \right)^2} \right], \quad (3.81)$$

$$\gamma = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{0,00748}{2 \cdot 0,004} \operatorname{arctg} \frac{0,00748}{2 \cdot 0,004} - \ln \sqrt{1 + \left( \frac{0,00748}{2 \cdot 0,004} \right)^2} \right] = 0,495, \quad (3.82)$$

$$k_c = \frac{0,01448}{0,01448 - 0,459 \cdot 0,004} = 1,158, \quad (3.83)$$

$$U_{m\delta} = 2 \frac{0,44}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,158 \cdot 0,004 = 3243,7 \text{ A}. \quad (3.84)$$

Avem două tipuri de caracteristici magnetice:

- la funcționarea în gol

$$\phi = f(\Sigma U_{m_i}); \quad (3.85)$$

- parțiale

- statorice -  $\phi = f(\Sigma U_{m\delta j})$ ;

- rotorice -  $\phi_m = f(\Sigma U_{m_r})$ ;

- a fluxului de scăpări dintre poli -  $\phi_\sigma = f(\Sigma U_{m\delta j})$ .

În tabelul 3.1 se prezintă determinarea acestor caracteristici:

Tabelul 3.1

$U \approx \frac{U_{cl}}{U_{IN}}$	[u.r]	0,55	0,85	1	1,08	1,23	1,3	1,4
Relația	[V]	121	187	220	237,6	270,6	286	308
1	2	3	4	5	6	7	8	9
$\phi = \frac{U_{cl}}{4k_{bl} \cdot f_1 \cdot N_{lf} \cdot k_f}$	[Wb] $\cdot 10^{-3}$	4,576	7,07	8,32	8,987	10,235	10,817	11,65
$B_\delta = \frac{\phi}{\alpha_p \cdot \tau \cdot l_i}$	[T]	0,12	0,188	0,222	0,24	0,273	0,288	0,311
$B_c = \frac{B_\delta}{0,9 \cdot \frac{2}{\pi} \cdot \sin \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}}$	[T]	0,223	0,345	0,4	0,44	0,5	0,528	0,57
$U_{m\delta} = 2 \cdot \frac{B_c}{\mu_0} \cdot k_c \cdot \delta$	[A]	1643,9	2543,3	2948,8	3243,7	3686,02	3892,4	4202,06

1	2	3	4	5	6	7	8	9
$B_{di} = \frac{B_c \cdot t_l}{k_{Fe} \cdot b_{da}}$	[T]	0,485	0,751	0,87	0,958	1,088	1,149	1,241
$H_{di}$	[A/m]	114,28	200	242,8	271,4	400	492,8	685,7
$U_{mdi} = H_{di} \cdot 2(h_c + k_{ba})$	[A]	17,82	31,2	37,88	42,34	62,4	76,88	106,97
$B_{ji} = \frac{B_{di} \cdot l_{ica}}{h_{jl}}$	[T]	0,559	0,866	1	1,1	1,255	1,325	1,431
$H_{jl}$	[A/m]	135,7	242,8	314,2	428,5	685,7	885,7	1571,4
$U_{mj1} = l_{j1} \cdot H_{jl}$	[A]	34,06	60,95	78,88	107,57	172,1	222,3	394,4
$U_{m\delta dj1} = U_{m\delta} + U_{mdi} + U_{mj1}$	[A]	1695,8	2635,4	3065,6	3393,6	3920,5	4191,6	4703,4
$\phi_{\sigma} = \lambda_{SC} \cdot U_{m\delta dj1}$	[Wb] $\cdot 10^{-3}$	0,22	0,34	0,4	0,44	0,51	0,549	0,616
$\phi_m = \phi + \phi_{\sigma}$	[Wb] $\cdot 10^{-3}$	4,796	7,41	8,72	9,427	10,745	11,366	12,26
$B_{j2} = \frac{B_c \cdot l_{ic}}{h_p}$	[T]	0,446	0,69	0,8	0,88	1	1,056	1,14
$H_{j2}$	[A/m]	100	171,42	207,14	242,85	314,2	364,3	485,7
$U_{mr} \cong U_{j2} = l_{j2} \cdot H_{j2}$	[A]	22	37,71	45,57	53,42	69,14	80,14	106,85
$\sum U_{mi} = U_{m\delta dj1} + U_{mr}$	[A]	1717,8	2673,2	3111,15	3447	3989,6	4271,7	4810,3
$\phi_{\approx} = \frac{\phi}{\phi_{oN}}$	[u.r.]	0,55	0,849	1	1,08	1,23	1,3	1,4
$\phi_{\approx m} = \frac{\phi_m}{\phi_{oN}}$	[u.r.]	0,576	0,89	1,048	1,133	1,291	1,366	1,473
$\phi_{\approx \sigma} = \frac{\phi_{\sigma}}{\phi_{oN}}$	[u.r.]	0,026	0,04	0,048	0,052	0,061	0,066	0,074
$\sum U_{mi} \approx \sum \frac{U_{mi}}{U_{moN}}$	[u.r.]	0,552	0,859	1	1,1	1,287	1,37	1,546
$U_{m\delta dj1} \approx \frac{U_{m\delta dj1}}{U_{moN}}$	[u.r.]	0,545	0,847	0,985	1,09	1,26	1,347	1,511
$U_{mr} \approx \frac{U_{mr}}{U_{moN}}$	[u.r.]	0,007	0,012	0,0146	0,017	0,022	0,025	0,034

În figura 3.5 se prezintă caracteristica magnetică la mers în gol iar în figura 3.6 se prezintă caracteristicile magnetice parțiale.

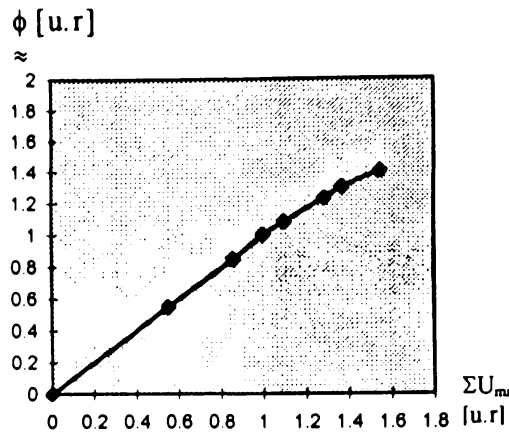


Fig.3.5

Fluxul la tensiunea de calcul

$$\phi_{,l} = \frac{U_1}{4k_{bl} \cdot f_1 \cdot N_{lr} \cdot k_r} = \frac{308}{4 \cdot 0,827 \cdot 50 \cdot 144 \cdot 1,11} = 0,01165 \text{ Wb.} \quad (3.85)$$

- Inducția în întrefier (fundamentală) la acesteă valoare a tensiunii este:

$$B_{\delta_{ui}} = \frac{\phi_{,l}}{\alpha_p \cdot \tau \cdot l_{ica}} = \frac{0,01165}{0,8 \cdot 0,26 \cdot 0,18} = 0,311 \text{ T.} \quad (3.86)$$

- Valoarea maximă a inducției în întrefier la  $U_1$  este

$$B_{c_{ui}} = \frac{B_{\delta_{ui}}}{0,9 \frac{2}{\pi} \sin \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}} = \frac{0,311}{0,9 \frac{2}{\pi} \sin 0,8 \cdot \frac{\pi}{2}} = 0,57 \text{ T.} \quad (3.87)$$

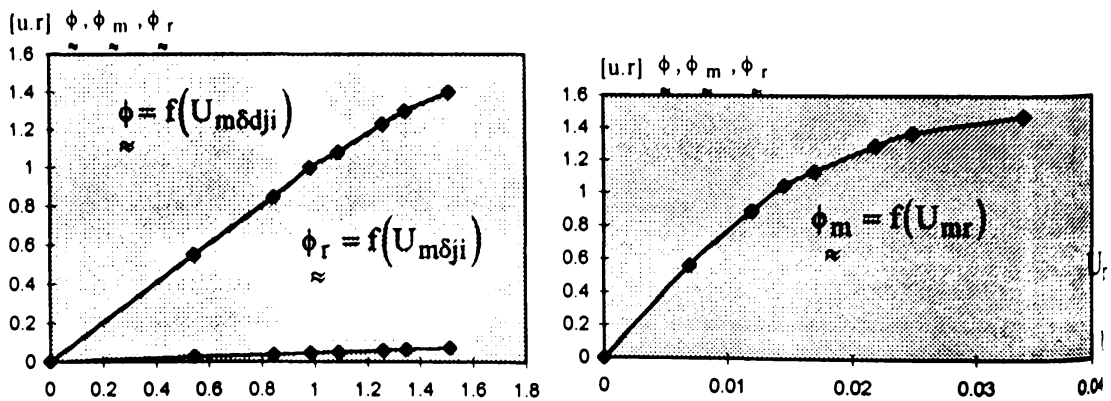


Fig.3.6

- Tensiunea magnetomotoare în întrefier la  $U_1$  este

$$U_{m\delta_{U_1}} = 2 \cdot \frac{B_{e_{U_1}}}{\mu_0} \cdot k_c \cdot \delta = 2 \cdot \frac{0,57}{4\pi \cdot 10^{-7}} \cdot 1,158 \cdot 0,004 = 4202,06 \text{ A.} \quad (3.88)$$

- Inducția în dinte maximă la  $U_1$

$$B_{d_{U_1}} = \frac{B_{e_{U_1}} \cdot t_1}{k_{Fc} \cdot b_{da}} = \frac{0,57 \cdot 0,01448}{0,95 \cdot 0,007} = 1,241 \text{ T,} \quad (3.89)$$

$$H_{d_{U_1}} = 685,71 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (3.90)$$

- Inducția maximă în jugul statoric la  $U_1$

$$B_{j1_{U_1}} = \frac{B_{d_{U_1}} \cdot l_{ica}}{h_{j1}} = \frac{1,241 \cdot 0,09}{0,078} = 1,432 \text{ T,} \quad (3.91)$$

$$H_{j1_{U_1}} = 1571,42 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (3.92)$$

- Inducția maximă în jugul rotoric la  $U_1$

$$B_{j2_{U_1}} = \frac{B_{e_{U_1}} \cdot l_{ica}}{h_p} = \frac{0,57 \cdot 0,09}{0,045} = 1,14 \text{ T,} \quad (3.93)$$

$$H_{j2_{U_1}} = 485,71 \frac{\text{A}}{\text{m}} \quad (3.94)$$

- Tensiunile magnetice maxime la tensiunea  $U_1$ :

- în dinte - preliminăm  $h_c = 0,04 \text{ m}$

$$U_{md_{U_1}} = 2(h_{ba} + h_c) \cdot H_{d_{U_1}} = 2(0,05 + 0,04) \cdot 685,71 = 123,42 \text{ A;} \quad (3.95)$$

- în jug - calculăm lungimea medie a unei linii de câmp în jugul statoric.

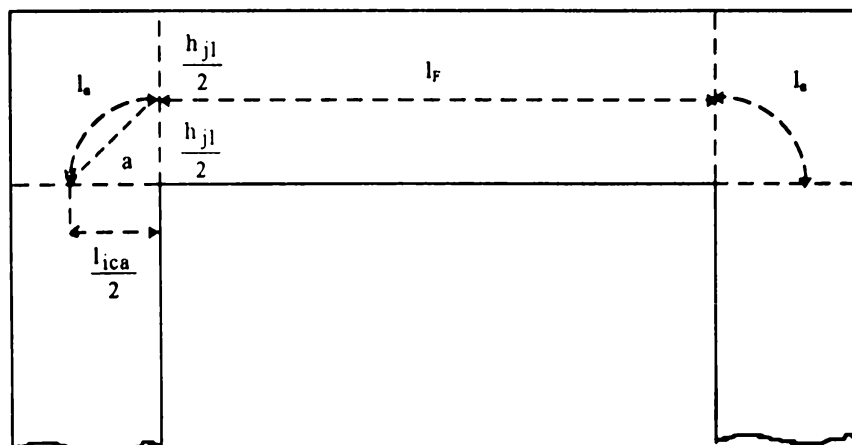


Fig.3.7

În figura 3.7 este prezentată lungimea medie a liniei de câmp în jugul statoric.

$$a = \sqrt{\left(\frac{l_{ica}}{2}\right)^2 + \left(\frac{h_{jl}}{2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{0,09}{2}\right)^2 + \left(\frac{0,078}{2}\right)^2} = 0,0595 \text{ m}, \quad (3.96)$$

$$l_a \cong 1,1 \cdot a = 0,0655 \text{ m}, \quad (3.97)$$

$$l_{jl} = 2l_a + l_p = 2 \cdot 0,0655 + 0,12 = 0,251 \text{ m}, \quad (3.98)$$

$$U_{mj1_{v1}} = H_{j1_{v1}} \cdot l_{jl} = 1571,42 \cdot 0,251 = 394,43 \text{ A}; \quad (3.99)$$

- în jugul rotoric - calculăm lungimea medie a unei linii de câmp (fig.3.8)

$$a = \sqrt{\left(\frac{l_{ica}}{2}\right)^2 + \left(\frac{h_p}{2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{0,09}{2}\right)^2 + \left(\frac{0,045}{2}\right)^2} = 0,05 \text{ m}, \quad (3.100)$$

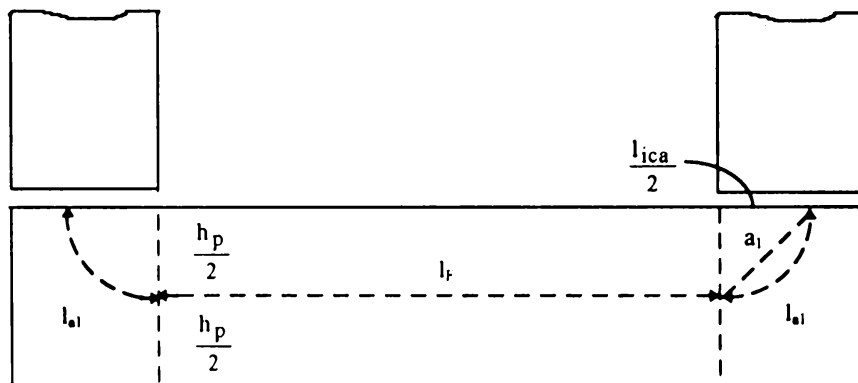


Fig.3.8

$$l_{a1} \cong 1,1 \cdot a_1 = 0,055 \text{ m}, \quad (3.101)$$

$$l_{j2} = l_f + 2l_{a1} = 0,12 + 2 \cdot 0,0553 = 0,22 \text{ m}, \quad (3.102)$$

$$U_{mj2_{v1}} = H_{j2_{v1}} \cdot l_{j2} = 485,71 \cdot 0,22 = 107,18 \text{ A}. \quad (3.103)$$

- Schema tensiunilor magnetotoare

$$\begin{aligned} U_{m_{v1}} &= U_{m\delta_{v1}} + U_{m\delta_{v1}} + U_{mj1_{v1}} + U_{mj2_{v1}} = \\ &= 4202,06 + 123,42 + 394,43 + 107,18 = 4827,09 \text{ A} \end{aligned} \quad (3.104)$$

- Solenația de calcul a excitației

$$\theta_c = 1,05 \cdot U_{m_{v1}} = 1,05 \cdot 4827,09 = 5068,44 \text{ A}. \quad (3.105)$$

### 3.1.6 Calculul bobinei de excitație

Densitatea curentului în înfășurarea de excitație se alege:

$$j_{Cu} = 3 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}. \quad (3.106)$$



Redresorul care alimentează excitația este un redresor în punte cu diode care furnizează o tensiune continuă:

$$U_e = 65 \text{ V.} \quad (3.107)$$

- Secțiunea conductorului excitației se determină cu relația:

$$U_e = R_e \cdot I_e, \quad (3.108)$$

unde -  $R_e$  - rezistența înfășurării de excitație;

$I_e$  - curentul de excitație.

$$\text{Avem } U_e = \rho_{Cu} \cdot \frac{l_{med\ ex}}{S_{Cu_e}} \cdot \frac{\theta_e}{N_e} \cdot N_e, \quad (3.109)$$

unde -  $\rho_{Cu}$  - rezistivitatea cuprului;

$l_{med\ ex}$  - lungimea medie a conductorului excitației,

$N_e$  - numărul de spire ale înfășurării de excitație.

Lungimea medie a conductorului excitației se determină cu relația:

$$l_{med\ ex} = \pi [D_{is} + h_{bu} + h_{cpre\ lim}], \quad (3.110)$$

$$N_e \cdot S_{Cu_e} = h_e \cdot l_F \cdot k_u, \quad (3.111)$$

$$N_e \cdot \frac{\theta_e}{N_e} \cdot j_{Cu_e} = h_e \cdot l_F \cdot k_u, \quad (3.112)$$

$$h_e = \frac{\theta_e}{j_{Cu_e}} \cdot \frac{1}{k_u \cdot l_F} = \frac{5068,44}{3 \cdot 10^6 \cdot 0,5 \cdot 0,12} = 0,028 \text{ m}, \quad (3.113)$$

$$S_{Cu_e} = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{med\ ex} \cdot \theta_e}{U_e} = \frac{2,1 \cdot 10^{-8} \cdot 1,967 \cdot 5068,44}{65} = 3,22 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2, \quad (3.114)$$

$$S_{Cu_{real}} = 3,2 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2. \quad (3.115)$$

- Curentul nominal de excitație

$$I_e = S_{Cu_{real}} \cdot j_{Cu_e} = 3,2 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^6 = 9,6 \text{ A} \quad (3.116)$$

- Numărul de spire în excitație

$$N_e = \frac{\theta_e}{I_e} = \frac{5068,44}{9,6} = 527,96. \quad (3.117)$$

- Alegem numărul de spire în excitație

$$N_e = 530. \quad (3.119)$$

- Curentul nominal recalculat

$$I_e = \frac{\theta_e}{N_e} = \frac{5068,44}{530} = 9,56 \text{ A.} \quad (3.120)$$

- Densitatea curentului în înfășurarea de excitație recalculată

$$j_{Cu} = \frac{I_e}{S_{Cu, STAS}} = \frac{9,56}{3,2 \cdot 10^{-6}} = 2,988 \frac{A}{mm^2}. \quad (3.121)$$

### 3.1.7 Calculul pierderilor în înfășurarea de excitație

Valoarea rezistenței înfășurării de excitație este

$$R_e = \frac{\rho_{Cu} \cdot l_{med\ ex} \cdot N_e}{S_{Cu_e}} = \frac{2,1 \cdot 10^{-8} \cdot 1,967 \cdot 530}{3,2 \cdot 10^{-6}} = 6,84 \ \Omega. \quad (3.122)$$

- Pierderile în înfășurarea de excitație

$$P_e = R_e \cdot I_e^2 = 6,84 \cdot 9,56^2 = 625,26 \text{ W}. \quad (3.123)$$

### 3.1.8 Calculul parametrilor înfășurării indusului

- Factorul de saturație la tensiunea  $U_1$

$$k_s = \frac{U_{m_{c1}}}{U_{m\delta_{c1}}} = \frac{4827,09}{4202,06} = 1,14. \quad (3.124)$$

- Permeanța medie de creștătură specifică

$$\lambda_c = \frac{h_{ca}(1+3\beta)}{3q} + \frac{h_{c1}}{b_{ca}}, \quad (3.125)$$

$$\beta = \frac{3q - (\tau - y)}{3q} = \frac{3 \cdot 6 - (18 - 12)}{3 \cdot 6} = \frac{18 - 6}{18} = \frac{2}{3}, \quad (3.126)$$

$$\lambda_c = \frac{0,019 \left(1 + 3 \cdot \frac{2}{3}\right)}{24 \cdot 0,0748} + \frac{2}{7,48} = 0,584. \quad (3.127)$$

- Permeanța capetelor de dinți specifică

$$\lambda_{\delta 1} = \frac{\frac{5\delta''}{b_{ca}}}{5 + \frac{b_{ca}}{4\delta''}}, \quad (3.127')$$

unde -  $\delta''$  - este întrefierul de calcul echivalent

$$\delta'' = k_s \cdot k_c \cdot \delta = 1,14 \cdot 1,158 \cdot 0,004 = 0,00528 \text{ m}, \quad (3.128)$$

$$\lambda_{z1} = \frac{5 \cdot 0,00528}{5 + \frac{0,00748}{4 \cdot 0,00528}} = 0,451. \quad (3.129)$$

- Permeanța specifică a capetelor de bobină

$$\lambda_{d1} = 0,3(3\beta - 1) = 0,3 \cdot \left(3 \cdot \frac{2}{3} - 1\right) = 0,3. \quad (3.130)$$

- Permeanța diferențială specifică

$$\kappa_{d1} = 0,9 \cdot t_1 (q \cdot k_{b1})^2 \left[ 1 - 0,033 \frac{b_{ca}^2}{\delta(b_{ca} + b_{da})} \right] \sigma_{d1} \cdot \frac{1}{k_c \cdot \delta}, \quad (3.131)$$

$$\sigma_{d1} = 2,85 \cdot 10^{-2}, \quad (3.132)$$

$$\lambda_{d1} = 0,9 \cdot 0,01448 (6 \cdot 0,827)^2 \left[ 1 - 0,033 \cdot \frac{0,00748^2}{0,004(0,00748 + 0,007)} \right] \cdot 2,85 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{1}{1,158 \cdot 0,004} = 1,911. \quad (3.133)$$

- Permeanța specifică totală

$$\lambda = \lambda_c + \lambda_{z1} + \lambda_{f1} + \lambda_{d1} = 0,584 + 0,451 + 0,3 + 1,911 = 3,246. \quad (3.134)$$

- Inductivitatea de dispersie

$$L_{1\sigma} = 2\mu \cdot \left[ q(4p - 3)(\lambda_c + \lambda_{d1})l_{Ea} + \lambda_{f1} \frac{l_{f1}}{2} \beta q^2 (p - 1) \right] \cdot \frac{n_{ca}^2}{4}, \quad (3.135)$$

unde -  $l_{f1}$  - lungimea neutilă medie a unei spire (în zona capetelor de bobină și în fereastra pachetelor de tole).

În figura 3.9.a se prezintă forma și dimensiunile unei spire a bobinajului indusului (reprezentare desfășurată), iar în figura 3.9.b o secțiune transversală în mașină pentru evidențierea așezării bobinajului pe circumferință.

În figură s-a notat cu  $l_c$ , partea dreaptă a bobinei la intrarea și ieșirea din creștătură

$$l_c = 0,01 \text{ m}. \quad (3.136)$$

- Unghiul la centru corespunzător unei bobine  $\alpha_b$  are valoarea:

$$\alpha_b = \frac{y \cdot 360^0}{N_c} = \frac{12 \cdot 360^0}{108} = 40^0, \quad (3.137)$$

$$\alpha_b = \frac{\pi \cdot 40^0}{180^0} = 0,698 \text{ rad}, \quad (3.138)$$

$$l = \alpha_b \cdot \frac{D_{is} + 2h_{ca}}{2} = 0,698 \cdot \frac{0,498 + 2 \cdot 0,019}{2} = 0,187 \text{ m} , \quad (3.139)$$

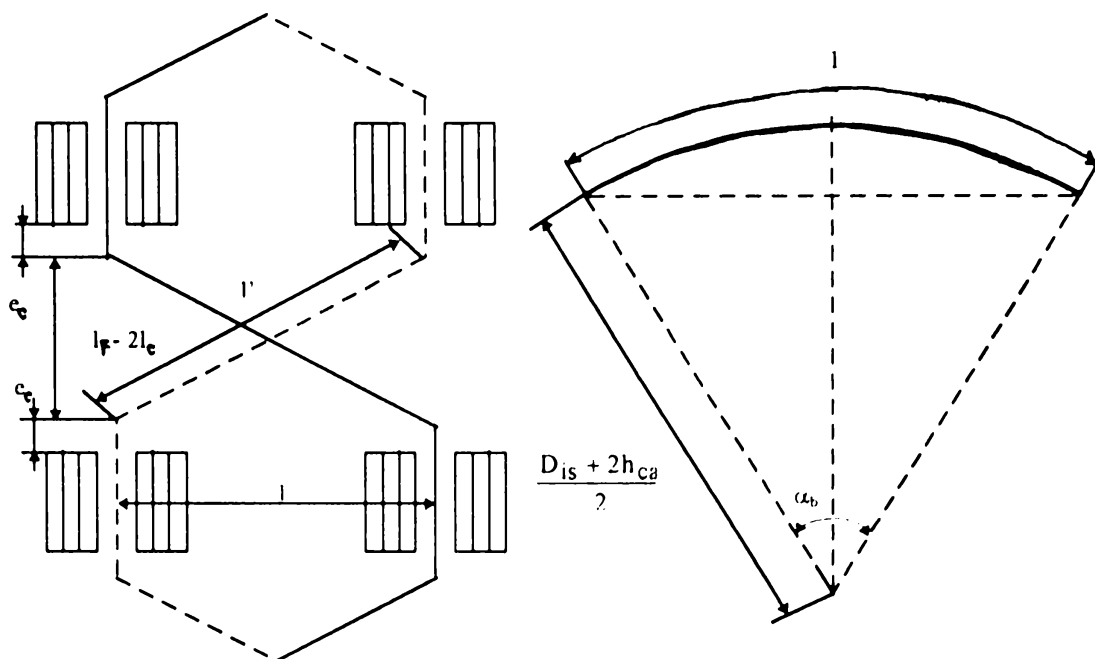


Fig. 3.9

$$l' = \sqrt{l^2 + (l_F - 2l_c)^2} = \sqrt{0,187^2 + (0,12 - 0,01)^2} = 0,212 \text{ m} . \quad (3.140)$$

- Lungimea totală medie a spirei

$$l_{med} = 4l_{ica} + 8l_c + 2l' + 2l_{capat} , \quad (3.141)$$

$$l_{capat} = l' + \frac{1}{3}l' = \frac{4}{3}l' , \quad (3.142)$$

$$l_{med} = 4l_{ica} + 8l_c + \frac{14}{3}l' = 4 \cdot 0,09 + 8 \cdot 0,01 + \frac{14}{3} \cdot 0,212 = 1,43 \text{ m} . \quad (3.143)$$

- Lungimea neactivă

$$l_{f1} = l_{med} - 4l_{ica} = 1,43 - 0,36 = 1,07 \text{ m} . \quad (3.144)$$

Rezultă .

$$L_{1\sigma} = 2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \left[ 6(4 \cdot 3 - 3) \cdot (0,548 + 1,911) \cdot 0,18 + 0,3 \cdot \frac{1,07}{2} \frac{2}{3} 36(3-1) \right] \cdot \left( \frac{8}{2} \right)^2 = 1,285 \cdot 10^{-3} \text{ H} \quad (3.145)$$

- Reactanța de dispersie

$$x_{l\sigma} = \omega L_{l\sigma} = 2\pi f_{1N} \cdot L_{l\sigma} = 2\pi \cdot 50 \cdot 1,285 \cdot 10^{-3} = 0,403 \Omega. \quad (3.146)$$

- Inductivitatea de magnetizare

$$L_m = \frac{12}{\pi^2} \mu_0 (N_{fl} \cdot k_{bl})^2 \cdot \frac{\left(\frac{l_{ica}}{2}\right) \cdot \tau}{p \cdot k_c \cdot k_s \cdot \delta} = \quad (3.147)$$

$$= \frac{12}{\pi^2} \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} (144 \cdot 0,827)^2 \cdot \frac{\left(\frac{0,09}{2}\right) \cdot 0,26}{3 \cdot 1,158 \cdot 1,14 \cdot 0,004} = 0,016 \text{ H}$$

- Factorii de raportare după axele d și q

$$k_{ad} = \frac{\alpha_p \cdot \pi + \sin \alpha_p \cdot \pi}{\pi} = \frac{0,8\pi + \sin 0,8 \cdot 108^\circ}{\pi} = 0,987, \quad (3.148)$$

$$k_{aq} = \frac{\alpha_p \cdot \pi - \sin \alpha_p \cdot \pi + \frac{2}{3} \cos \alpha_p \cdot \frac{\pi}{2}}{\pi} = \frac{0,8\pi - \sin 144^\circ + \frac{2}{3} \cos 72^\circ}{\pi} = 0,678. \quad (3.149)$$

- Inductivitățile de magnetizare

- după axa d

$$L_{md} = k_{ad} \cdot L_m = 0,987 \cdot 0,016 = 0,01579 \text{ H}; \quad (3.150)$$

- după axa q

$$L_{mq} = k_{aq} \cdot L_m = 0,678 \cdot 0,016 = 0,01085 \text{ H}. \quad (3.151)$$

- Reactanțele de magnetizare

- după axa d

$$X_{md} = \omega \cdot L_{md} = 2\pi f_N \cdot L_{md} = 2\pi \cdot 50 \cdot 0,01579 = 4,958 \Omega; \quad (3.152)$$

- după axa q

$$X_{mq} = \omega \cdot L_{mq} = 2\pi f_N \cdot L_{mq} = 2\pi \cdot 50 \cdot 0,01085 = 3,4 \Omega. \quad (3.153)$$

- Reactanțele sincrone

- longitudinală

$$X_d = X_{l\sigma} + X_{md} = 0,403 + 4,958 = 5,361 \Omega; \quad (3.154)$$

- transversală

$$X_q = X_{l\sigma} + X_{mq} = 0,403 + 3,4 = 3,803 \Omega. \quad (3.155)$$

### 3.1.9 Calculul pierderilor în înfășurarea indusului

- Rezistența fazei indusului

$$R_1 = \frac{\rho_{cu} \cdot l_{med} \cdot N_1}{S_{Cu,r}} = \frac{2,1 \cdot 10^{-8} \cdot 1,43 \cdot 144}{14,13 \cdot 10^{-6}} = 0,306 \Omega . \quad (3.156)$$

- Pierderile în înfășurarea indusului

$$P_1 = 3R_1 \cdot I_N^2 = 3 \cdot 0,306 \cdot 37,98^2 \cong 1329 \text{ W} . \quad (3.157)$$

### 3.1.10 Dimensionarea înfășurării de amortizare

Colivia de amortizare se montează în piesele polare ale polilor aparenti, fig.3.10.

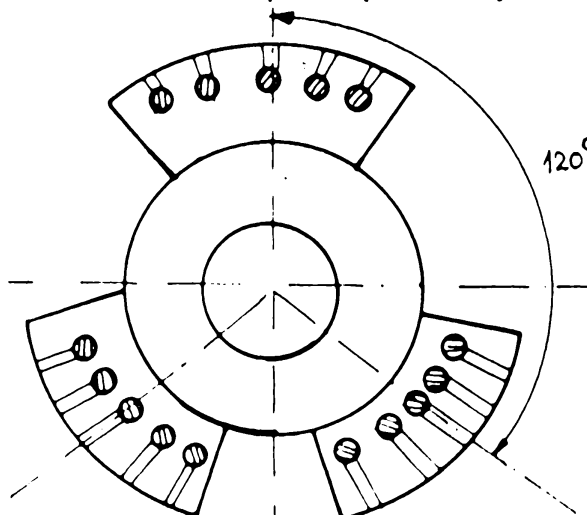


Fig.3.10

Secțiunea totală a barelor pe pol [12]

$$\sum S_a = n_a \cdot s_a = (0,15 \div 0,3) \frac{A_c \tau}{J_1} , \quad (3.158)$$

unde:  $n_a$  - numărul barelor pe pol;

$S_a$  - secțiunea unei bare;

$A_c$  - pătura de curent;

$\tau$  - pasul polar;

$J_1$  - densitatea de curent în stator.

Notăm cu  $t_a$  pasul creștăturilor înfășurării de amortizare. Pentru  $q = 6$  avem [4]:

$$0,8t_1 < t_a < t_1 , \quad (3.159)$$

unde  $t_1$  este pasul dentar statoric.

Din relația (3.31) avem  $t_1 = 0,01448\text{m}$ . În consecință  $t_a$  se alege în intervalul:

$$0,01158 < t_a < 0,01448.$$

Aleg  $t_a = 0,012\text{m}$ .

$$(3.160)$$

Numărul de bare pe pol se calculează cu relația [12]:

$$n_a = \frac{b_p - t_a}{t_a}, \quad (3.161)$$

unde:  $b_p$  - lățimea piesei polare.

Din relația (3.69)  $b_p = 0,205\text{m}$ ,

$$n_a = \frac{0,205 - 0,012}{0,012} = 16,08.$$

Se adoptă valoarea  $n_a = 16$ . (3.162)

Rezultă pasul creștăturilor recalculat:

$$t_a = \frac{b_p}{n_a + 1} = \frac{0,205}{16 + 1} = 0,01205\text{m}. \quad (3.163)$$

Ținând cont de relațiile (3.48), (3.20), (3.41) și (3.162) rezultă secțiunea unei bare:

$$S_a = 0,16 \cdot \frac{A_c \cdot \tau}{J_1 \cdot n_a} = 0,16 \frac{20983,42 \cdot 0,26}{3 \cdot 10^6 \frac{\text{A}}{\text{m}^2} \cdot 16} = 18,182 \cdot 10^{-6} \text{m}^2.$$

Alegem un conductor rotund de Cu cu diametrul

$$d_a = 4,75\text{mm}. \quad (3.164)$$

Acestui conductor îi corespunde o secțiune a barei

$$S_a = 17,72 \cdot 10^{-6} \text{m}^2. \quad (3.165)$$

Inelul de scurtcircuitare se alege de tip complet pentru a evita solicitarea suplimentară la încălzire, a șuruburilor de prindere a piesei polare, datorită curenților din înfășurarea de amortizare după axa transversală.

$$S_i = (0,4 + 0,5)n_a \cdot S_a, \quad (3.166)$$

$S_i$  - secțiunea inelului de scurtcircuitare,

$$S_i = 0,45 \cdot 16 \cdot 17,72 \cdot 10^{-6} \text{m}^2 = 127,58 \cdot 10^{-6} \text{m}^2.$$

Alegem un conductor dreptunghiular (STAS 2873/1-86) cu dimensiunile

$$a_i = 6\text{mm}, \quad (3.167)$$

$$b_i = 22\text{mm}.$$

Secțiunea inelului de scurtcircuitare va fi

$$S_i = 130 \cdot 10^{-6} \text{m}^2. \quad (3.168)$$

### 3.1.11 Calculul parametrilor înfășurării de amortizare

Pentru determinarea parametrilor facem următoarele presupuneri [12]:

- rezistența și reactanța de scăpări sunt aceleași pentru toate barele;

- distribuția curentului în barele coliviei de amortizare nu este modificată de câmpul magnetic de reacție produs de colivie;
- se neglijează curenții din fierul rotorului;
- colivia de amortizare este simetrică față de axa polului, iar barele sunt egal distanțate pe piesa polară;
- se neglijează saturația magnetică;
- se consideră numai armonica fundamentală a tensiunii magnetice a înfășurării indusului.

#### Rezistența înfășurării de amortizare

Rezistența după axa longitudinală [4]:

$$r_d = \rho_{Cu\theta} \cdot \frac{\theta_a}{2f_1 \cdot \phi_{1N}} \cdot \left( \frac{k_r k_b l_b}{S_a} + \frac{k_i \tau C_d}{S_i} \right) \frac{1}{4C_D} \quad [\text{u.r.}], \quad (3.169)$$

unde:

- $\theta_a$  - solenația de reacție;
- $k_r$  - coeficient de majorare a rezistențelor barelor de amortizare datorită refluxului curentului. În cazul nostru barele fiind rotunde și  $d_{ca} = 4,75\text{mm} < 12\text{mm}$  rezultă:

$$k_r = 1; \quad (3.170)$$

- $k_b, k_i$  - raportul dintre rezistivitatea materialului barelor respectiv a inelului de scurtcircuitare și rezistivitatea cuprului:

$$\begin{aligned} k_b &= 1, \\ k_i &= 1; \end{aligned} \quad (3.171)$$

- $\rho_{cu_\theta}$  - rezistivitatea cuprului la temperatura  $\theta = 115^\circ\text{C}$ :

$$\rho_{cu_\theta} = 1,38 \rho_{20} = 0,0246 \Omega \frac{\text{mm}^2}{\text{m}};$$

- $l_b$  - lungimea barei de amortizare:

$$l_b = (2l_{ic} + l_f) + a_r = (2 \cdot 0,09 + 0,12) + 0,06 = 0,36\text{m}; \quad (3.172)$$

- $C_d, C_D$  - coeficienți care rezultă din raportarea înfășurării de amortizare la înfășurarea statorului după axa longitudinală.

Conform [4] acești coeficienți se aleg în funcție de numărul barelor pe pol  $n_a$  și de unghiul electric dintre barele extreme ale aceluiași pol.

$$\begin{aligned} 2\beta &= \frac{(n_a - 1) \cdot t_a}{\tau} \cdot 180^\circ = \frac{(16 - 1) \cdot 0,01205}{0,26} \cdot 180^\circ = \\ &= \frac{15 \cdot 0,01205}{0,26} \cdot 180^\circ = 125,13^\circ \text{ electrice.} \end{aligned} \quad (3.173)$$

Se obțin valorile:



$$r_d = 0,0246 \cdot 10^{-6} \Omega \cdot m \frac{0,9 \cdot \frac{144 \cdot 0,827}{3} \cdot 37,98A}{2 \cdot 50\text{Hz} \cdot 0,009\text{Wb}} \cdot \left( \frac{1 \cdot 1 \cdot 1}{17,72 \cdot 10^{-6} \text{m}^2} + \frac{1 \cdot 0,26 \cdot 2,7}{130 \cdot 10^{-6} \text{m}^2} \right) \cdot \frac{1}{4 \cdot 3,2} = 0,179 \text{ [u.r.]} \quad (3.175)$$

Rezistența după axa transversală raportată la stator și în unități relative:

$$r_q = \rho_{\text{Cu}\theta} \cdot \frac{F_a}{2f_1 \cdot \phi_{1N}} \cdot \left( \frac{k_r k_b l_b}{S_a} + \frac{k_i \tau C_q}{S_i} \right) \frac{1}{4C_a} \text{ [u.r.]} \quad (3.176)$$

Din [4] rezultă pentru  $C_q$  și  $C_Q$  valorile:

$$\begin{aligned} C_q &= 4,5, \\ C_Q &= 5. \end{aligned} \quad (3.177)$$

Rezistența după axa transversală va fi:

$$r_q = 0,0246 \cdot 10^{-6} \frac{0,9 \cdot \frac{144 \cdot 0,827}{3} \cdot 37,98}{2 \cdot 50 \cdot 0,009} \cdot \left( \frac{1 \cdot 1 \cdot 1}{17,72 \cdot 10^{-6}} + \frac{1 \cdot 0,26 \cdot 4,5}{130 \cdot 10^{-6}} \right) \cdot \frac{1}{4 \cdot 5} = 0,121 \text{ [u.r.]} \quad (3.178)$$

#### Reactanțele de scăpări ale înfășurării de amortizare

Reactanța de scăpări după axa longitudinală, raportată la stator și în unități relative are expresia [12]:

$$x_{\sigma d} = \frac{\pi \mu_0 F_a}{\phi_{1N}} \cdot [l_{\text{Fe}2} (\lambda_{ca} + \lambda_{da}) + \lambda_{fa} \cdot \tau \cdot C_d] \frac{1}{4C_D} + \sigma_{ad} \cdot x_{ad}, \quad (3.179)$$

unde:

- $l_{\text{Fe}2}$  - lungimea fierului piesei polare;
- $\lambda_{ca}$  - permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătura înfășurării de amortizare:

$$\lambda_{ca} = \left( 0,785 - \frac{b_0}{2d_a} \right) + \frac{h_0}{b_0}. \quad (3.180)$$

Tehnologic rezultă că:

$$\left. \begin{aligned} b_0 &= 1,5\text{mm} \\ h_0 &= 2\text{mm} \end{aligned} \right\}, \quad (3.181)$$

$$\lambda_{ca} = \left( 0,785 - \frac{0,0015}{2 \cdot 0,00475} \right) + \frac{0,002}{0,0015} = 1,96 ; \quad (3.182)$$

-  $\lambda_{da}$  - permeanța geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților

$$\lambda_{da} \approx 0; \quad (3.183)$$

$\lambda_{fa}$  - permeanța geometrică specifică de scăpări a inelelor de scurtcircuitare pe unitatea de lungime a pasului polar

$$\lambda_{fa} \approx 0,3; \quad (3.184)$$

-  $\sigma_{ad}$  - coeficientul scăpărilor suplimentare longitudinale

$$\sigma_{ad} = (1 + \sigma_{adcurbe})k_{ad} - 1, \quad (3.185)$$

$$k_{ad} = \frac{\alpha_p \cdot \pi + \sin(\alpha_p \cdot \pi)}{\pi}; \quad (3.186)$$

$k_{ad}$  - coeficientul reacției longitudinale

$$k_{ad} = \frac{0,8 \cdot \pi + \sin 0,8 \cdot 180^0}{\pi} = 0,987, \quad (3.187)$$

$$\sigma_{ad} = (1 + 0,12) \cdot 0,987 - 1 = 0,1055, \quad (3.188)$$

$$x_{ad} = \frac{k_{ad} \cdot F_a}{k' \cdot U_{m\phi\phi}} = \frac{0,987 \cdot 1356,88}{1,1 \cdot 2948,8} = 0,4128 \text{ [u.r.]}, \quad (3.189)$$

$$x_{\sigma d} = \frac{\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,9 \cdot \frac{144 \cdot 0,827}{3} \cdot 37,98}{0,009} \cdot [0,3(1,96 + 0) + 0,3 \cdot 0,26 \cdot 2,7] \cdot (3.190)$$

$$\cdot \frac{1}{4 \cdot 3,2} + 0,1055 \cdot 0,4128 = 0,0806 \text{ [u.r.]}$$

Reactanța de scăpări după axa transversală, raportată la stator și în unități relative are expresia [4] :

$$x_{\sigma q} = \frac{\pi \mu_0 F_a}{\phi_{1N}} \cdot [1_{Fe2}(\lambda_{ca} + \lambda_{da}) + \lambda_{fa} \cdot \tau \cdot C_q] \frac{1}{4C_Q} + \sigma_{aq} \cdot x_{aq} \text{ [u.r.]}, (3.191)$$

unde:  $\sigma_{aq}$  - este coeficientul scăpărilor suplimentare transversale

$$\sigma_{aq} = 0,05, \quad (3.192)$$

$$x_{aq} = \frac{k_{aq} \cdot F_a}{U_{m\phi\phi}} \cdot \frac{1 + k_c}{2}, \quad (3.193)$$

$$k_c = 1,158,$$

$$x_{\text{aq}} = \frac{0,678 \cdot 1356,88}{2948,8} \cdot \frac{1 + 1,158}{2} = 0,336 \text{ [u.r.]}, \quad (3.194)$$

$$x_{\text{od}} = \frac{\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1356,88}{0,009} \cdot [0,3 \cdot 1,96 + 0,3 \cdot 0,26 \cdot 4,5] \cdot \frac{1}{4 \cdot 5} + 0,05 \cdot 0,336 = 0,0447 \text{ [u.r.]}. \quad (3.195)$$

### 3.1.12. Calculul parametrilor și constantelor de timp ale regimului tranzitoriu

#### Parametrii în regim tranzitoriu

Reactanța tranzitorie în unități relative [4] :

- longitudinală

$$x'_d = x_{1\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{\text{ad}}} + \frac{1}{x_{\infty}}} \text{ [u.r.]}, \quad (3.196)$$

unde:  $x_{1\sigma} = \frac{X_{1\sigma} \cdot I_N}{U_N} \text{ [u.r.]}, \quad (3.197)$

este reactanța de scăpări pe fază în unități relative;

$$x_{1\sigma} = \frac{0,403\Omega \cdot 37,98\text{A}}{220\text{V}} = 0,0695 \text{ [u.r.]},$$

$$x_{\infty} = x_e - x_{\text{ad}}, \quad (3.198)$$

$x_{\infty}$  este reactanța de scăpări a înfășurării de excitație în unități relative iar  $x_e$  este reactanța totală a înfășurării de excitație în unități relative.

$$x_e = \frac{\mu_0 F_a \cdot l_i}{\phi_{1N}} \cdot \frac{8}{\pi} \cdot k_{\text{ad}}^2 \cdot \lambda_{\text{es}} + \frac{\sqrt{2}k_{\text{ad}}}{k_{\text{bl}}} \cdot x_{\text{ad}} \text{ [u.r.]}, \quad (3.199)$$

$$\lambda_{\text{es}} = \lambda_{\text{me}} + \lambda_{\text{pc}}, \quad (3.200)$$

$\lambda_{\text{es}}$  - permeanța geometrică specifică totală

$$\lambda_{\text{me}} = 0,29 \cdot \frac{h_e}{l_F} = 0,29 \cdot \frac{0,028}{0,12} = 0,0677, \quad (3.201)$$

$$\lambda_{\text{pc}} \approx 0,$$

$$x_c = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1356,88 \cdot 0,18}{0,009} \cdot \frac{8}{\pi} \cdot (0,987)^2 \cdot 0,0677 +$$

$$+ \frac{\sqrt{2} \cdot 0,987}{0,827} \cdot 0,4128 = 0,7024 \quad [\text{u.r.}], \quad (3.202)$$

$$x_{\sigma c} = x_c - x_{ad} = 0,7024 - 0,4128 = 0,2896 \quad [\text{u.r.}], \quad (3.203)$$

$$x'_d = 0,0695 + \frac{1}{\frac{1}{0,4128} + \frac{1}{0,2896}} = 0,239 \quad [\text{u.r.}] ; \quad (3.204)$$

- transversală

$$x'_q \approx x_q = X_q \cdot \frac{I_{1N}}{U_N}, \quad (3.205)$$

$$x'_q = 3,803 \cdot \frac{37,98}{220} = 0,656 \quad [\text{u.r.}]. \quad (3.206)$$

#### Reactanța supratranzitorie

După axa longitudinală avem [12] :

$$x''_d = x_{l\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma c}} + \frac{1}{x_{\sigma d}}} \quad [\text{u.r.}], \quad (3.207)$$

$$x''_d = 0,0695 + \frac{1}{\frac{1}{0,4128} + \frac{1}{0,2896} + \frac{1}{0,0806}} = 0,124 \quad [\text{u.r.}]. \quad (3.208)$$

După axa transversală vom obține [12] :

$$x''_q = x_{l\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{x_{\sigma q}} + \frac{1}{x_{\sigma q}}} \quad [\text{u.r.}], \quad (3.209)$$

$$x''_q = 0,0695 + \frac{1}{\frac{1}{0,336} + \frac{1}{0,0447}} = 0,1089 \quad [\text{u.r.}]. \quad (3.210)$$

Puterea acestui tip de generator fiind relativ mică, sarcina are o reactanță de valoare mai mare. Reactanța inversă are expresia [12] :

$$x_2 = \frac{x''_d + x''_q}{2} \quad [\text{u.r.}], \quad (3.211)$$

$$x_2 = \frac{0,124 + 0,1089}{2} = 0,116 \quad [\text{u.r.}]. \quad (3.212)$$

Constantele de timp ale regimului tranzitoriu [4]

Constanta de timp a înfășurării de excitație - considerată ca circuit unic (înfășurarea statorului este deschisă iar înfășurarea de amortizare lipsește)

$$T_e = \frac{x_e}{\omega \cdot r_e} \quad [\text{s}], \quad (3.212a)$$

$$r_e = \rho_\theta \cdot \frac{k_{ad}^2}{\pi^2} \cdot \frac{F_a}{f_1 \cdot \phi_{1N}} \cdot \frac{l_{med\ ex}}{N_c \cdot S_{cu\ ex}} (k_{de} + 1) = 0,0246 \cdot 10^{-6} \cdot (3.212b)$$

$$\cdot \frac{(0,987)^2}{\pi^2} \cdot \frac{1356,88}{50 \cdot 0,009} \cdot \frac{1,967}{530 \cdot 3,2 \cdot 10^{-6}} \cdot 1 = 0,0084 \quad [\text{u.r.}],$$

$$T_e = \frac{0,7024}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,0084} = 0,266 \text{ s.} \quad (3.213)$$

Constanta de timp a curenților tranzitorii din stator și rotor (înfășurarea statorului în scurtcircuit și supraconductoare, iar înfășurarea de amortizare lipsește).

$$T'_d = T_e \cdot \frac{x'_d}{x_d}, \quad (3.214)$$

$$x_d = X_d \cdot \frac{I_{1N}}{U_{1N}} = 5,361 \cdot \frac{37,98}{220} = 0,925 \quad [\text{u.r.}], \quad (3.215)$$

$$T'_d = 0,266 \cdot \frac{0,239}{0,925} = 0,0686 \text{ s.} \quad (3.216)$$

Constanta de timp a înfășurării de amortizare după axa longitudinală când înfășurarea de excitație este scurtcircuitată iar înfășurarea statorului este deschisă.

$$T'_{dd} = \frac{x'_{\sigma d}}{\omega \cdot r_d} \quad [\text{s}], \quad (3.217)$$

$$x'_{\sigma d} = x_{\sigma d} + \frac{1}{\frac{1}{x_{ad}} + \frac{1}{x_{\sigma e}}} \quad [\text{u.r.}], \quad (3.218)$$

$$x'_{\sigma d} = 0,0806 + \frac{1}{\frac{1}{0,4128} + \frac{1}{0,2896}} = 0,25 \quad [\text{u.r.}], \quad (3.219)$$

$$T'_{dd} = \frac{0,25}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,179} = 0,0044 \text{ s.} \quad (3.220)$$

Constanta de timp a curenților supratranzitorii când ambele înfășurări longitudinale (statorică și de excitație) sunt scurtcircuitate și supraconductoare.

$$T_d'' = T_{dd}' \cdot \frac{x_d''}{x_d'}, \quad (3.221)$$

$$T_d'' = 0,0044 \cdot \frac{0,124}{0,239} = 0,0023 \text{ s} . \quad (3.222)$$

Constanta de timp a înfășurării statorului când înfășurările sunt scurtcircuitate și supraconductoare.

$$T_a = \frac{x_2}{\omega \cdot r_1}, \quad (3.223)$$

$$r_1 = R_1 \cdot \frac{I_{1N}}{U_{1N}} = 0,306 \cdot \frac{37,98}{220} = 0,0528 \text{ [u.r.]}, \quad (3.224)$$

$$T_a = \frac{0,116}{2\pi \cdot 50 \cdot 0,0528} = 0,0069 \text{ s} . \quad (3.225)$$

### Curenții de scurtcircuit

#### Curenții de scurtcircuit trifazat simetric [4] :

- curenul permanent (staționar) de scurtcircuit:

$$I_d \approx \frac{1}{x_d} = \frac{1}{0,925} = 1,081 \text{ u.r.}, \quad (3.226)$$

$$I_d = I_d \cdot I_{1N} = 1,081 \cdot 37,98 = 41,059 \text{ A} ;$$

- curenul tranzitoriu de scurtcircuit:

$$I_d' \approx \frac{1}{x_d'} = \frac{1}{0,239} = 4,184 \text{ u.r.}, \quad (3.227)$$

$$I_d = I_d' \cdot I_{1N} = 4,184 \cdot 37,98 = 158,91 \text{ A} ;$$

- curenul supratranzitoriu de scurtcircuit:

$$I_d'' \approx \frac{1}{x_d''} = \frac{1}{0,124} = 8,0645 \text{ u.r.}, \quad (3.228)$$

$$I_d = I_d'' \cdot I_{1N} = 8,0645 \cdot 37,98 = 306,29 \text{ A} .$$

#### Curenții de scurtcircuit bifazat

- curenul permanent de scurtcircuit bifazat:

$$I_{d..} \approx \frac{\sqrt{3}}{x_d + x_2} = \frac{\sqrt{3}}{0,925 + 0,116} = 1,663 \text{ u.r.}, \quad (3.229)$$

$$I_{d..} = I_{d..} \cdot I_{1N} = 1,663 \cdot 37,98 = 63,192 \text{ A} ;$$

- curentul tranzitoriu de scurtcircuit bifazat:

$$I_{d' \approx} = \frac{\sqrt{3}}{x_d' + x_2} = \frac{\sqrt{3}}{0,239 + 0,116} = 4,879 \text{ u.r.}, \quad (3.230)$$

$$I_{d' \approx} = I_{d' \approx} \cdot I_{1N} = 4,879 \cdot 37,98 = 185,3 \text{ A};$$

- curentul supratranzitoriu de scurtcircuit bifazat:

$$I_{d'' \approx} = \frac{\sqrt{3}}{x_d'' + x_2} = \frac{\sqrt{3}}{0,124 + 0,116} = 7,2168 \text{ u.r.}, \quad (2.331)$$

$$I_{d'' \approx} = I_{d'' \approx} \cdot I_{1N} = 7,2168 \cdot 37,98 = 274,09 \text{ A}.$$

### Curenții de scurtcircuit monofazat

- curentul permanent de scurtcircuit monofazat

$$I_{d1 \approx} = \frac{3}{x_d + x_2 + x_0}, \quad (3.332)$$

$$x_0 = \frac{\pi \mu_0 F_a \cdot l_1}{k_{b1}^2 \cdot \phi_{1N}} \cdot \frac{2p}{N_c} (\lambda_{co} + \lambda_{fo}) + 4 \cdot \frac{0,5x_{ad}}{k_{ad} \cdot k_{b1}^2} \left( \beta_y - \frac{2}{3} \right) \cdot \left[ \left( \frac{2p}{N_c} \right)^2 + \frac{1}{27} + \frac{7}{18} \left( \beta_y - \frac{2}{3} \right) - \left( \beta_y - \frac{2}{3} \right)^2 \right] \text{ u.r.}, \quad (3.233)$$

unde:  $\lambda_{co}$  - este permeanța geometrică specifică pentru curenții homopolari, care pentru creștături dreptunghiulare deschise are expresia

$$\lambda_{co} = \frac{1}{b_c} \left[ (3\beta_y - 2)h_2 + (9\beta_y - 5)\frac{h_1}{12} - (9\beta_y - 8)\frac{h_4}{12} \right], \quad (3.234)$$

$$\beta_y = \frac{y_l}{y_\tau} = \frac{12}{18} = \frac{2}{3}, \quad (3.235)$$

$$h_4 = h_{cc} = 0,002\text{m},$$

$$h_1 = 2h_c + h_{cc} = 2 \cdot 0,019 + 0,002 = 0,04\text{m},$$

$$h_2 = 0,002\text{m},$$

$$b_c = 0,00748\text{m},$$

$$\lambda_{co} = \frac{1}{0,00748} \cdot \left[ \left( 3 \cdot \frac{2}{3} - 2 \right) \cdot 0,002 + \left( 9 \cdot \frac{2}{3} - 5 \right) \cdot \frac{0,04}{12} - \left( 9 \cdot \frac{2}{3} - 8 \right) \cdot \frac{0,002}{12} \right] = 0,49;$$

$\lambda_{fo}$  - permeanța geometrică specifică a scăpărilor frontale, pentru curenții homopolari

$$\lambda_{fo} = (0,2 + 0,5) \lambda_{f1}, \quad (3.236)$$

$$\lambda_{fo} = 0,25 \cdot \lambda_{f1} = 0,25 \cdot 0,3 = 0,075,$$

$$x_0 = \frac{\pi \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1356,88 \cdot 0,18}{(0,827)^2 \cdot 0,009} \cdot \frac{2 \cdot 3}{108} \cdot (0,49 + 0,075) = 0,0049 \text{ u.r.},$$

$$I_{d_1} \approx \frac{3}{0,925 + 0,116 + 0,0049} = 2,868 \text{ u.r.};$$

$$I_{d_1} \approx I_{d_1} \cdot I_{1N} = 2,868 \cdot 37,98 = 108,93 \text{ A};$$

- curentul tranzitoriu de scurtcircuit monofazat

$$I_{d_1}' \approx \frac{3}{x_d' + x_2 + x_0} = \frac{3}{0,239 + 0,116 + 0,0049} = 8,335 \text{ u.r.}, \quad (3.237)$$

$$I_{d_1}' \approx I_{d_1}' \cdot I_{1N} = 8,335 \cdot 37,98 = 316,98 \text{ A};$$

- curentul supratranzitoriu de scurtcircuit monofazat

$$I_{d_1}'' \approx \frac{3}{x_d'' + x_2 + x_0} = \frac{3}{0,124 + 0,116 + 0,0049} = 12,249 \text{ u.r.}, \quad (3.238)$$

$$I_{d_1}'' \approx I_{d_1}'' \cdot I_{1N} = 12,249 \cdot 37,98 = 465,25 \text{ A}.$$

Curentul maxim de scurtcircuit brusc (șoc)

$$I_{k \max} \approx I_{\text{oc}} \approx 1,71 \cdot \frac{1,05 \cdot \sqrt{2}}{x_d''} = 1,71 \cdot \frac{1,05 \cdot \sqrt{2}}{0,124} = 20,55 \text{ u.r.}, \quad (3.239)$$

$I_{k \max} < 21$  - valoare care se încadrează în limitele impuse de STAS 1893/1-87

$$I_{k \max} \approx I_{\text{soc}} \approx I_{\text{soc}} \cdot I_{1N} = 20,55 \cdot 37,98 = 780,489 \text{ A}.$$

Raportul de scurtcircuit

- curentul de excitație la funcționarea în gol

$$I_{\text{co}} = \frac{U_{\text{mox}}}{2N_c} = \frac{2948,8}{2 \cdot 530} = 2,78 \text{ A}; \quad (3.240)$$

- curentul de excitație la funcționarea în sarcină nominală în u.r.

$$I_{\text{cN}} \approx \frac{I_{\text{cN}}}{I_{\text{co}}} = \frac{9,6}{2,78} = 3,453 \text{ u.r.}; \quad (3.241)$$

- raportul de scurtcircuit

$$I_{\text{ko}} \approx \frac{E_o'}{x_d} = \text{RSC} = \frac{1,05}{0,925} = 1,135 \text{ u.r.}, \quad (\text{fig.3.5.}) \quad (3.242)$$



$$I_{kN} \approx \frac{E_o''}{x_d} = I_{ko} \cdot I_{eN} \approx 1,135 \cdot 3,453 = 3,919 \text{ u.r.} \quad (3.243)$$

### Caracteristicile mașinii

#### Căderea de tensiune

Din fig.3.5. rezultă :  $\Delta U = 10\%$ . (3.244)

#### Capacitatea statică de suprasarcină

$$k_M \approx \frac{I_{kN}}{\cos \varphi_N} \cdot k_2 = \frac{3,919}{1} \cdot 1,01 = 3,95 \text{ u.r.} \quad (3.245)$$

$$\varepsilon_M = \frac{x_d - x_q}{E_o'' \cdot x_q} = \frac{0,925 - 0,656}{4,236 \cdot 0,656} = 0,096 \quad (3.246)$$

$k_2 = 1,01$  - rezultă din [4].

#### Cuplul de rotație la scurtcircuit brusc

$$M_{k3} = \frac{(1,05)^2}{x_d} M_N \quad (3.247)$$

$$M_N = 9560 \cdot \frac{P_N}{n_1} = 9560 \cdot \frac{25}{1000} = 239 \text{ N} \cdot \text{m} \quad (3.248)$$

$$M_{k3} = \frac{(1,05)^2}{0,124} \cdot 239 = 2124,97 \text{ N} \cdot \text{m}.$$

### 3.1.13 Calculul pierderilor în fier

- Pierderile în dinți

$$P_{Fz1} = (\sigma_h \cdot f_N + \sigma_w \cdot f_N^2 \cdot \Delta^2) \cdot B_{dl} \cdot G_z \quad (3.249)$$

unde -  $\sigma_h = 0,048$  - constantă a tablei;

-  $\sigma_w = 1920$  - constantă a tablei;

-  $\Delta = 0,0005 \text{ m}$  - grosimea tablei;

-  $G_z$  - masa totală a dinților;

-  $N_{pt}$  - numărul pachetelor de tole;

$$N_{pt} = N_c = 108, \quad (3.250)$$

$$G_r = d_{Fe} \cdot V_{dl} = d_{Fe} \cdot k_{Fe} \cdot l_{rea} \cdot 2b_{da} (h_c + h_{ba}) \cdot N_{pt} =$$

$$= 7800 \cdot 0,95 \cdot 0,09 \cdot 2 \cdot 0,007(0,028 + 0,05) \cdot 108 = 78,65 \text{ kg} \quad (3.251)$$

$$P_{Fez1} = (0,048 \cdot 50 + 1920 \cdot 2500 \cdot 25 \cdot 10^{-8}) \cdot 0,522^2 \cdot 78,65 = 77,15 \text{ W} \quad (3.252)$$

- Pierderile în jugul statoric

$$P_{Fej1} = (\sigma_h \cdot k_{jh} + \sigma_w \cdot \Delta^2 \cdot f_N \cdot k_{jw}) \cdot f_N \cdot B_{jl,1}^2 \cdot G_j, \quad (3.253)$$

$$k_{jh} = k_{ih1} \cdot k_{jh2}, \quad (3.254)$$

unde -  $k_{jh1} = 1,1$  - este un coeficient ce ține seama de repartiția neuniformă a componentei radiale a inducției în tolă;

-  $k_{jh2} = 1,7$  - este un coeficient ce ține seama de prelucrare

$$k_{jh} = 1,1 \cdot 1,7 = 1,87 \quad ; \quad (3.255)$$

- ține cont de histerezis

$$k_{jw} = k_{jw1} \cdot k_{jw2} = 1,2 \cdot 1,7 = 2,04, \quad (3.256)$$

$$G_j = d_{Fe} \cdot V_j = d_{Fe} \cdot k_{Fe} \cdot b_{da} \cdot h_{jl} (I_F + I_{rea}) \cdot N_{pt} =$$

$$= 7800 \cdot 0,95 \cdot 0,007 \cdot 0,078 \cdot (0,12 + 0,18) \cdot 108 = 137,98 \text{ kg} \quad (3.257)$$

$$P_{Fej1} = (0,048 \cdot 1,87 + 1920 \cdot 25 \cdot 10^{-8} \cdot 50 \cdot 2,04) \cdot 50 \cdot 0,36 \cdot 137,98 = 344,5 \text{ W} \quad (3.258)$$

- Pierderile suplimentale datorită pulsațiilor inducției

$$P_s = 0,2(P_{Fez1} + P_{Fej1}) = 0,2(77,15 + 344,54) = 85 \text{ W} \quad (3.259)$$

- Pierderile totale în fier

$$P_{tFe} = P_{Fez1} + P_{Fej1} + P_{Fes} = 77,15 + 344,54 + 85 = 506,69 \text{ W} \quad (3.260)$$

### 3.1.14 Calculul randamentului mașinii

$$\eta = \frac{S_N}{S_N + P_{Cul} + P_{Cuex} + P_{tFe}} = \frac{25000}{25000 + 1329,78 + 625,26 + 506,69} = 0,91 \quad (3.261)$$

$$\eta = 91\%$$

### 3.1.15 Calculul masei materialelor active

- Masa miezului magnetic statoric

$$M_m = G_r + G_{jl} = 78,65 + 137,98 = 216,63 \text{ kg} \quad (3.262)$$

- Masa înfășurării de excitație

$$M_{Cuex} = d_{Cu} \cdot V_{Cuex} = d_{Cu} \cdot N_e \cdot l_{medex} \cdot S_{Cuex} = \\ \approx 8900 \cdot 530 \cdot 1,967 \cdot 3,2 \cdot 10^{-6} = 29,69 \text{ kg} \quad (3.263)$$

- Masa înfășurării indusului

$$M_{Cul} = d_{Cu} \cdot V_{spira} \cdot N_{lf} \cdot m = 8900 \cdot 1,43 \cdot 14,13 \cdot 10^{-6} \cdot 144 \cdot 3 = 77,68 \text{ kg} \quad (3.264)$$

- Masa înfășurării de amortizare

$$M_{Cua} = n_a \cdot n_p \cdot S_a \cdot l_b \cdot d_{Cu} = 16 \cdot 3 \cdot 17,72 \cdot 10^{-6} \cdot 0,36 \cdot 8900 = 2,725 \text{ kg} \quad (3.265)$$

- Masa totală cupru

$$M_{Cu} = M_{Cuex} + M_{Cul} + M_{Cua} = 29,69 + 77,68 + 2,725 = 110,095 \text{ kg} \quad (3.266)$$

- Masa polilor feromagnetici

$$M_p = (l_f + l_{fEa}) l_{ap} \cdot h_p \cdot d_{Fe} \cdot p, \quad (3.267)$$

$$l_{ap} = \frac{\pi \cdot \alpha_l}{180^\circ} \cdot \frac{D_{ct} + h_p}{2} = \frac{\pi \cdot 47,94}{180^\circ} \cdot \frac{0,4 + 0,045}{2} = 0,186 \text{ m}, \quad (3.268)$$

$$M_p = (0,12 + 0,18) \cdot 0,186 \cdot 0,045 \cdot 7800 \cdot 3 = 58,75 \text{ kg} \quad (3.269)$$

### 3.1.16 Calculul termic al mașinii

Pentru calculul termic se va utiliza metoda schemei echivalente [4] a rezistențelor termice, pierderile fiind echivalate cu surse de tensiune. În vederea efectuării calculului facem următoarele ipoteze simplificatoare:

- supratemperatura înfășurărilor este aceeași în tot volumul;
- supratemperatura fierului este aceeași;
- supratemperatura aerului este constantă;
- căldura se transmite pe următoarele trasee:
  - bobinaj → fier → aer;
  - fier → aer;
  - bobinaj → aer.

Presupunem de asemenea că în timpul funcționării nu avem ventilație decât în partea dinspre întrefier datorită polilor rotorici.

În figura 3.11 (secțiune transversală) și în figura 3.12 (secțiunea longitudinală) se prezintă locul rezistențelor termice de trecere.

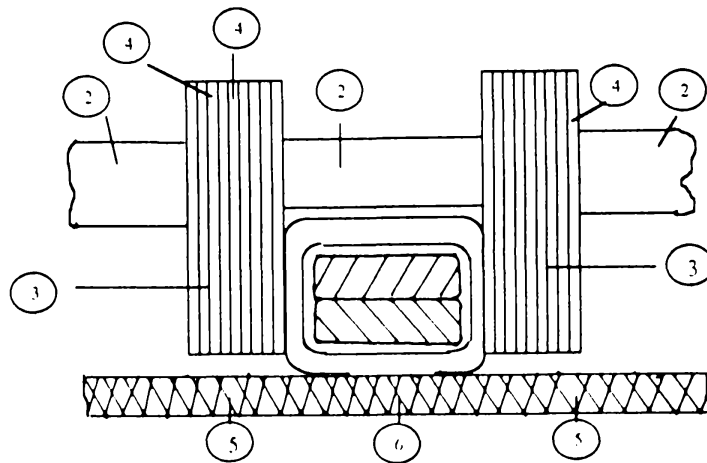


Fig.3.11

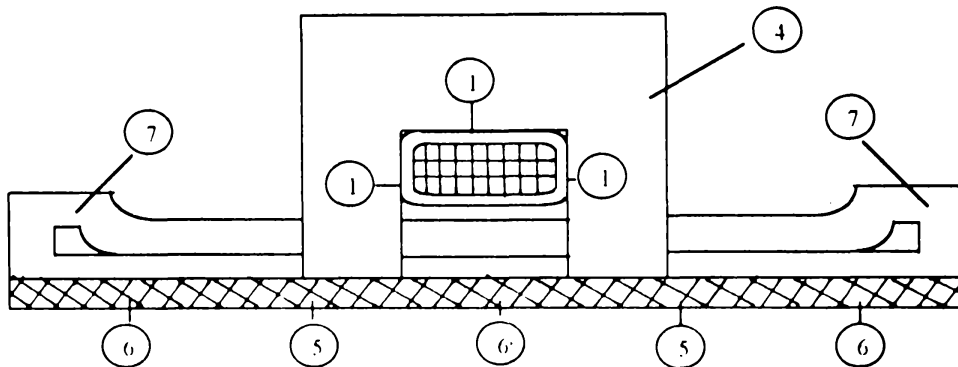


Fig. 3.12

Vom avea astfel:

$R_{11}$  - rezistența termică de trecere de la bobina de excitație la fierul statoric;

$R_{12}$  - rezistența termică de trecere de la bobina de excitație la aer;

$R_{13}$  - rezistența termică de trecere de la bobinajul de curent alternativ la fierul statoric;

$R_{14}$  - rezistența termică de trecere de la fierul statoric la aer;

$R_{15}$  - rezistența termică de trecere de la fierul statoric la aer înspre întrefier;

$R_{16}$  - rezistența termică de trecere de la bobinajul de curent alternativ la aer înspre întrefier;

$R_{17}$  - rezistența termică de trecere de la bobinajul de curent alternativ la aer înspre interior și în zona capetelor de bobină.

Valorile acestor rezistențe termice se calculează cu ajutorul relațiilor [4] următoare:

$$R_{t1} = \left( \frac{d_{11}}{\lambda_{11}} + \frac{d_{12}}{\lambda_{12}} + \frac{d_{13}}{\lambda_{13}} \right) \cdot \frac{1}{S_1}, \quad (3.270)$$

unde -  $d_{11} = 0,0003$  m - este grosimea stratului de aer între bobina de excitație și miezul feromagnetic;

- $\lambda_{11} = 0,022$  W/m<sup>0</sup>C - este conductivitatea termică a aerului;
- $d_{12} = 0,001$  m - este grosimea bobinajului impregnat cu care este izolată bobina de excitație;
- $\lambda_{12} = 0,13$  W/m<sup>0</sup>C - este conductivitatea termică a bobinajului impregnat;
- $d_{13} = 0,0005$  m - este grosimea izolației de mylar dintre bobină și pachetul de tole;
- $\lambda_{13} = 0,17$  W/m<sup>0</sup>C - este conductivitatea termică a izolației de mylar;
- $S_1$  - secțiunea prin care se cedează căldura.

$$S_1 = (2h_c + l_f) b_{da} \cdot N_{pl} = (2 \cdot 0,028 + 0,12) \cdot 0,007 \cdot 108 = 0,133 \text{ m}^2, \quad (3.271)$$

$$R_{t1} = \left( \frac{0,0003}{0,022} + \frac{0,001}{0,13} + \frac{0,0005}{0,17} \right) \cdot \frac{1}{0,133} = 0,182 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, \quad (3.272)$$

$$R_{t2} = \left( \frac{d_{21}}{\lambda_{12}} + \frac{1}{\alpha_{v2}} \right) \cdot \frac{1}{S_2}, \quad (3.273)$$

unde -  $d_{21} = d_{12} = 0,001$  m - este grosimea bandajului impregnat;

$$- \lambda_{21} = \lambda_{12};$$

$$- \alpha_{v_2} = \alpha_{0b} (1 + k \sqrt{v_2}); \quad (3.274)$$

- $\alpha_{v_2}$  - transmisibilitatea termică a suprafeței bobinei de excitație;
- $\alpha_{0b} = 13,3$  W/m<sup>2</sup> °C transmisibilitatea termică la  $v_2 = 0$ ;
- $k = 0,8$  - coeficient care ține seama de modul în care suprafața bobinei este spălată de aer;

$v_2$  - viteza aerului la suprafața bobinei.

Considerăm cazul cel mai defavorabil când  $v_2 = 0$ .

$$\alpha_{v_2} = \alpha_{0b} = 13,3 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \text{ } ^{\circ}\text{C}}, \quad (3.275)$$

$$S_2 = \pi(D_{is} + 2h_{bn} + h_c) \cdot 2(h_c + l_f) - N_{pl} \cdot (2h_c + l_f) \cdot b_{da} =$$

$$= \pi(0,498 + 2 \cdot 0,05 + 0,05 + 0,028) \cdot 2(0,028 + 0,12) - 108(2 \cdot 0,028 + 0,12) \cdot 0,007 = 0,449 \text{ m}^2, \quad (3.276)$$

$$R_{t2} = \left( \frac{0,001}{0,13} + \frac{1}{13,3} \right) \cdot \frac{1}{0,449} = 0,184 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, \quad (3.277)$$

$$R_{t3} = \left( \frac{d_{31}}{\lambda_{13}} + \frac{d_{32}}{\lambda_{32}} + \frac{d_{33}}{\lambda_{33}} \right) \cdot \frac{1}{S_3}, \quad (3.278)$$

- unde -  $d_{31} = 0,00025$  m - este grosimea izolației de mylar în creștătură;  
 -  $\lambda_{31} = 0,17$  W/m<sup>0</sup>C - este conductivitatea termică a izolației de mylar;  
 -  $d_{32} = 0,00025$  m - este grosimea bobinajului impregnat a bobinajului indusului;  
 -  $\lambda_{32} = 0,13$  W/m<sup>0</sup>C - este conductivitatea termică a bobinajului impregnat;  
 -  $d_{33} = 0,0002$  m - este grosimea stratului de aer între latura de bobină și pachetul de tole

$$S_3 = 2l_{\text{cui}} \cdot h_{\text{bii}} \cdot N_c = 2 \cdot 0,18 \cdot 0,05 \cdot 108 = 1,944 \text{ m}^2, \quad (3.279)$$

$$R_{t3} = \left( \frac{0,00025}{0,17} + \frac{0,00025}{0,13} + \frac{0,0002}{0,022} \right) \frac{1}{1,944} = 0,0064 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, \quad (3.280)$$

$$R_{t4} = \frac{1}{\alpha_{v_4} \cdot S_4}, \quad (3.281)$$

unde -  $\alpha_{v_4} = \alpha_{0F} (1 + k \sqrt{v_4})$ ; (3.282)

$$\alpha_{0F} = 16,7 \frac{\text{W}}{\text{m}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}} - \text{transmisibilitatea termică a miezului feromagnetic};$$

$v_4 = 0$  - viteza cu care aerul spală pachetele de tole (considerând cazul cel mai defavorabil);

$$S_4 = \left[ (h_c \cdot l_{\text{cui}} + L_{\text{tot}} \cdot h_{j1}) \cdot 2 + b_{\text{di}} (2(h_c + h_{j1}) + L_{\text{tot}}) \right] \cdot N_{\text{pt}} = \\ = \left[ (0,028 \cdot 0,18 + 0,3 \cdot 0,078) \cdot 2 + 0,007 \cdot (2 \cdot (0,028 + 0,078) + 0,3) \right] \cdot 108 = 6,53 \text{ m}^2, \quad (3.283)$$

$$R_{t4} = \frac{1}{16,7 \cdot 6,53} = 0,0091 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, \quad (3.284)$$

$$R_{t5} = \left( \frac{d_{51}}{\lambda_{51}} + \frac{1}{\alpha_{v_5}} \right) \cdot \frac{1}{S_5}, \quad (3.285)$$

- unde -  $d_{51} = 0,001$  m - este grosimea izolației împotriva pătrunderii apei în înfășurari;  
 -  $\lambda_{51} = 0,15$  W/m<sup>0</sup>C - este conductivitatea termică a acestei izolații;  
 -  $\alpha_{v_5} = \alpha_{0F} (1 + k \sqrt{v_5})$ , (3.286)  
 - este transmisibilitatea termică echivalentă a miezului feromagnetic în zona dinspre întrefier;  
 -  $k = 0,8$ ;

$$v_5 = \pi \cdot n \cdot \frac{D_f}{60} = \pi \cdot 1000 \cdot \frac{0,49}{60} = 25,65 \frac{\text{m}}{\text{s}}, \quad (3.287)$$

- este viteza aerului în întrefier datorită mișcării de rotație a rotorului;

$$- \alpha_{v_5} = 16,7(1 + 0,8\sqrt{25,65}) = 84,37 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}, \quad (3.288)$$

$$S_5 = l_{iea} \cdot N_{pt} \cdot b_{da} = 0,18 \cdot 108 \cdot 0,007 = 0,136 \text{ m}^2, \quad (3.289)$$

$$R_{15} = \left( \frac{0,001}{0,15} + \frac{1}{84,37} \right) \cdot \frac{1}{0,136} = 0,136 \frac{^\circ C}{W}, \quad (3.290)$$

$$R_{16} = \left( \frac{d_{61}}{\lambda_{61}} + \frac{d_{62}}{\lambda_{62}} + \frac{1}{\alpha_{v_5}} \right) \cdot \frac{1}{S_6}, \quad (3.291)$$

unde -  $d_{61} = d_{32} = 0,00025 \text{ m}$  - este grosimea bobinajului impregnăt al bobinajului indusului;

-  $\lambda_{61} = 0,13 \text{ W/m} \cdot ^\circ C$  - este conductivitatea termică a bobinajului impregnăt;

-  $d_{62} = d_{51} = 0,001 \text{ m}$  - este grosimea izolației împotriva pătrunderii apei în înfășurări;

-  $\lambda_{62} = 0,15 \text{ W/m} \cdot ^\circ C$  ;

$$- \alpha_{v_6} = \alpha_{ob} (1 + k\sqrt{v_6}) = 13,3 \cdot (1 + 0,8 \cdot \sqrt{25,65}) = 67,18 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}; \quad (3.292)$$

$$S_6 = N_c \cdot l_{med} \cdot \frac{1}{2} \cdot b_{cu} = 108 \cdot 1,43 \cdot \frac{1}{2} \cdot 0,006 = 0,463 \text{ m}^2, \quad (3.293)$$

$$R_{16} = \left( \frac{0,00025}{0,13} + \frac{0,001}{0,15} + \frac{1}{67,18} \right) \cdot \frac{1}{0,463} \frac{^\circ C}{W}, \quad (3.294)$$

$$R_{17} = \left( \frac{d_{71}}{\lambda_{71}} + \frac{1}{\alpha_{v_6}} \right) \cdot \frac{1}{S_7}, \quad (3.295)$$

unde -  $d_{71} = d_{32} = 0,00025 \text{ m}$  ;

-  $\lambda_{71} = 0,13 \text{ W/m} \cdot ^\circ C$  ;

-  $\alpha_{v_7} = \alpha_{ob} (1 + k\sqrt{v_7})$  - este transmisibilitatea echivalentă a capetelor de bobină și a părții dinspre interior a bobinajului indusului;

-  $v_7 = 0$  - considerăm cazul cel mai defavorabil;

$$- \alpha_{v_7} = 13,3 \frac{W}{m^2 \cdot ^\circ C}, \quad (3.296)$$

$$- S_7 \cong S_6 = 0,463 \text{ m}^2, \quad (3.297)$$

$$R_{17} = \left( \frac{0,00025}{0,13} + \frac{1}{13,3} \right) \cdot \frac{1}{0,463} = 0,166 \frac{^\circ C}{W}. \quad (3.298)$$

În figura 3.13 se prezintă schema termică echivalentă a mașinii.

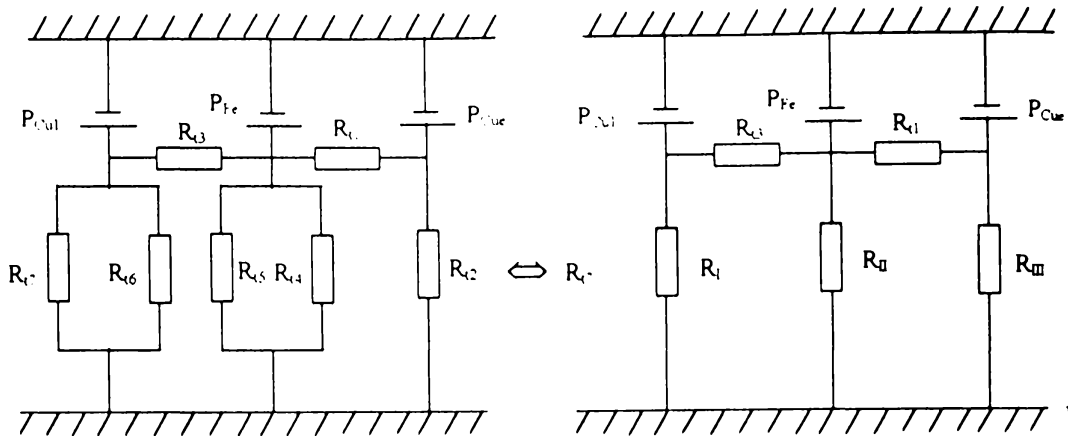


Fig.3.13

$$R_I = \frac{R_{16} \cdot R_{17}}{R_{16} + R_{17}} = \frac{0,05 \cdot 0,166}{0,05 + 0,166} = 0,038 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, \quad (3.299)$$

$$R_{II} = \frac{R_{14} \cdot R_{15}}{R_{14} + R_{15}} = \frac{0,0091 \cdot 0,136}{0,0091 + 0,136} = 0,0085 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, \quad (3.300)$$

$$R_{III} = R_{12} = 0,184 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}, \quad (3.301)$$

$$R_{c1} = \frac{R_I \left( R_{13} + \frac{(R_{II} + R_{III}) \cdot R_{II}}{R_{II} + R_{III} + R_{II}} \right)}{R_I + R_{13} + \frac{(R_{II} + R_{III}) \cdot R_{II}}{R_{II} + R_{III} + R_{II}}} = \quad (3.302)$$

$$= \frac{0,038 \left( 0,0064 + \frac{(0,182 + 0,184) \cdot 0,0085}{0,182 + 0,184 + 0,0085} \right)}{0,038 + 0,0064 + \frac{(0,182 + 0,184) \cdot 0,0085}{0,182 + 0,184 + 0,0085}} = 0,0106 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}},$$

$$R_{c2} = \frac{R_{II} (R_{13} + R_I) (R_{II} + R_{III})}{R_{II} (R_{13} + R_I) + R_{II} (R_{II} + R_{III}) + (R_{13} + R_I) (R_{II} + R_{III})} = \quad (3.303)$$

$$= \frac{0,0085 (0,0064 + 0,038) (0,182 + 0,184)}{0,0085 (0,0064 + 0,038) + 0,0085 (0,182 + 0,184) + (0,0064 + 0,038) (0,182 + 0,184)}$$

$$= 0,00699 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}},$$



$$R_{e3} = \frac{R_{III} \left( R_{I1} + \frac{(R_I + R_{I3}) \cdot R_{II}}{R_I + R_{I3} + R_{II}} \right)}{R_{III} + R_{I1} + \frac{(R_I + R_{I3}) \cdot R_{II}}{R_I + R_{I3} + R_{II}}} = \frac{0,184 \left( 0,182 + \frac{(0,0064 + 0,038) \cdot 0,0085}{0,0064 + 0,038 + 0,0085} \right)}{0,184 + 0,182 + \frac{(0,0064 + 0,038) \cdot 0,0085}{0,0064 + 0,038 + 0,0085}} = 0,09326 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \quad (3.304)$$

Rezultă supratemperaturile în mașină:

$$\theta_{\text{cul}} = R_{e1} \cdot P_{\text{cul}} = 0,0106 \cdot 1329,78 = 14,09 \text{ }^{\circ}\text{C}, \quad (3.305)$$

$$\theta_{\text{Fe}} = R_{e2} \cdot P_{\text{Fe}} = 0,00699 \cdot 506,69 = 3,49 \text{ }^{\circ}\text{C}, \quad (3.306)$$

$$\theta_{\text{cuelx}} = R_{e3} \cdot P_{\text{cuelx}} = 0,09326 \cdot 625,26 = 58,31 \text{ }^{\circ}\text{C}. \quad (3.307)$$

Presupunând temperatura mediului ambiant

$$\theta_a = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}, \quad (3.308)$$

rezultă temperaturile în mașină:

$$T_{\text{cul}} = v_a + v_{\text{cul}} = 40^{\circ} + 14,09^{\circ} = 54,09^{\circ} \text{C}, \quad (3.309)$$

$$T_{\text{Fe}} = v_a + v_{\text{Fe}} = 40^{\circ} + 3,49^{\circ} = 43,49^{\circ} \text{C}, \quad (3.310)$$

$$T_{\text{cuelx}} = v_a + v_{\text{cuelx}} = 40^{\circ} + 58,31^{\circ} = 98,31^{\circ} \text{C}. \quad (3.311)$$

Rezultă că mașina se încadrează în limitele impuse de clasa de izolație F care permite temperaturi în mașină de până la 150 °C.

### 3.1.17 Secțiunile principale în mașină, forma tolei și schema de înfășurare

În Anexa 7.3 se prezintă schema de înfășurare simplificată a mașinii, ce conține prezentarea creștăturilor pe cele două picioare ale pachetelor de tole cu laturile de bobină aparținând fazelor A, B, C ca laturi de dus sau ca laturi de întors. S-a preferat această reprezentarea schemei de înfășurare desfășurate, deoarece numărul de creștături este mare și înțelegerea realizării bobinajului ar fi mai dificilă.

Tot acolo sunt prezentate forma și dimensiunile tolei statorice, o secțiune transversală și o secțiune longitudinală prin mașină.

### 3.1.18 Programul de calcul electromagnetic și programul de optimizare a proiectării mașinii

În figura 3.14 se prezintă schema logică a programului.

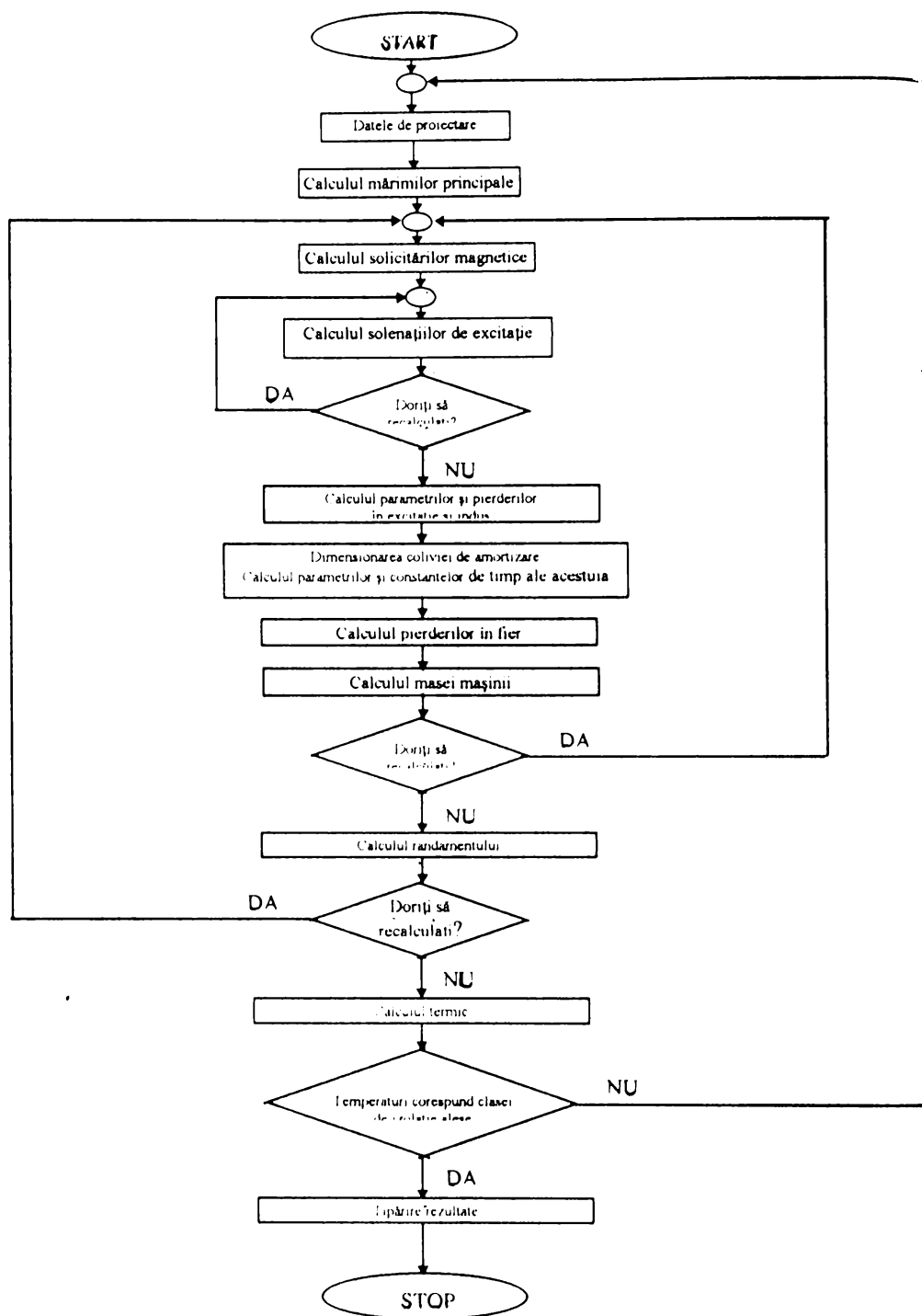


Fig.3.14

La proiectarea clasică mașina se dimensionează după calcularea unui număr limitat de variante. Utilizarea calculatorului permite obținerea rapidă a dimensiunilor constructive optime și desfășurarea unei analize a diverselor variante, folosind un criteriu de optimizare.

În cazul nostru urmărim două criterii de optimizare și anume: economicitatea și fiabilitatea.

În anexa 7.1 se prezintă programul de proiectare pe calculator a mașinii, programul scris în limbajul Turbo Pascal având un caracter conversațional.

### 3.1.19 Proiectarea unei serii de mașini cu putere nominală de 50, 100 și 200 kVA

Cu ajutorul programului de calcul prezentat la subpunctul anterior se calculează datele principale pentru o serie de mașini homopolare cu excitație statorică cu putere nominală de 50, 100 și 200 kVA. Aceste date sunt prezentate în anexa 7.2.

S-au ales aceste valori pentru puterea aparentă, deoarece ele sunt uzuale în cazul funcționării generatorului în regim autonom.

## **3.2 Calculul câmpului în mașina sincronă homopolară reactivă cu excitație statorică prin metoda elementului finit**

### 3.2.1 Programul Maxwell, de calcul cu element finit tridimensional

Calculul câmpului s-a efectuat cu ajutorul programului numit Maxwell, elaborat de firma Ansoft Corporation din S.U.A în anul 1996.

Programul este destinat calculului cu element finit a problemelor de câmp electromagnetic atât în plan (2D) cât și în spațiu (3D).

Sistemul de operare trebuie să fie MS. DOS, versiunea 5.0 cel puțin. Programul poate rula sub WINDOWS 95, WINDOWS NT sau UNIX. Spațiul de memorie necesar este cuprins între 20 MB pentru aplicații bidimensionale și 100 MB pentru aplicații tridimensionale. Calculatorul trebuie să fie minim 486 DX.

Cu ajutorul unui meniu se poate selecta una din posibilitățile de calcul după care se trece la faza de descriere a domeniului, precizare a condițiilor de frontieră, verificare a discretizării domeniului, iar apoi se lansează în execuție. Durata calculului, în funcție de complexitatea domeniului, variază foarte mult. În cazul de față durata medie de calcul pentru o variantă a fost de 72 de ore.

### 3.2.2 Descrierea domeniului de calcul și precizarea condițiilor de frontieră

Această etapă este cea mai importantă, deoarece de corectitudinea definirii domeniului și a precizării condițiilor de frontieră depinde rezultatul calculului, mai ales că se așteaptă foarte mult pentru obținerea lui.

Domeniul de câmp studiat corespunde unui pachet de tole (din cele 108 ale mașinii) împreună cu bobina de excitație și bobinajul indusului care se găsesc în acest domeniu (fig. 3.15a). Reprezentarea a fost făcută în editorul cu care este prevăzut programul.

Condițiile de frontieră care sunt necesare se referă la curenții care străbat suprafețele delimitate de domeniu și anume:

- pentru înfășurarea de excitație  $J_c = 3 \frac{A}{mm^2}$  ;
- pentru înfășurarea indusului  $J_l = -3 \frac{A}{mm^2}$  ;

Celelalte condiții și le generează singur după ce se precizează natura materialului din care este format fiecare subdomeniu. S-a introdus de asemenea curba de magnetizare a materialului feromagnetic.

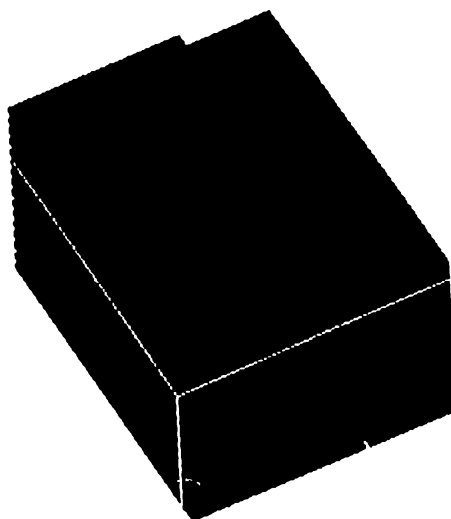


Fig. 3.15a

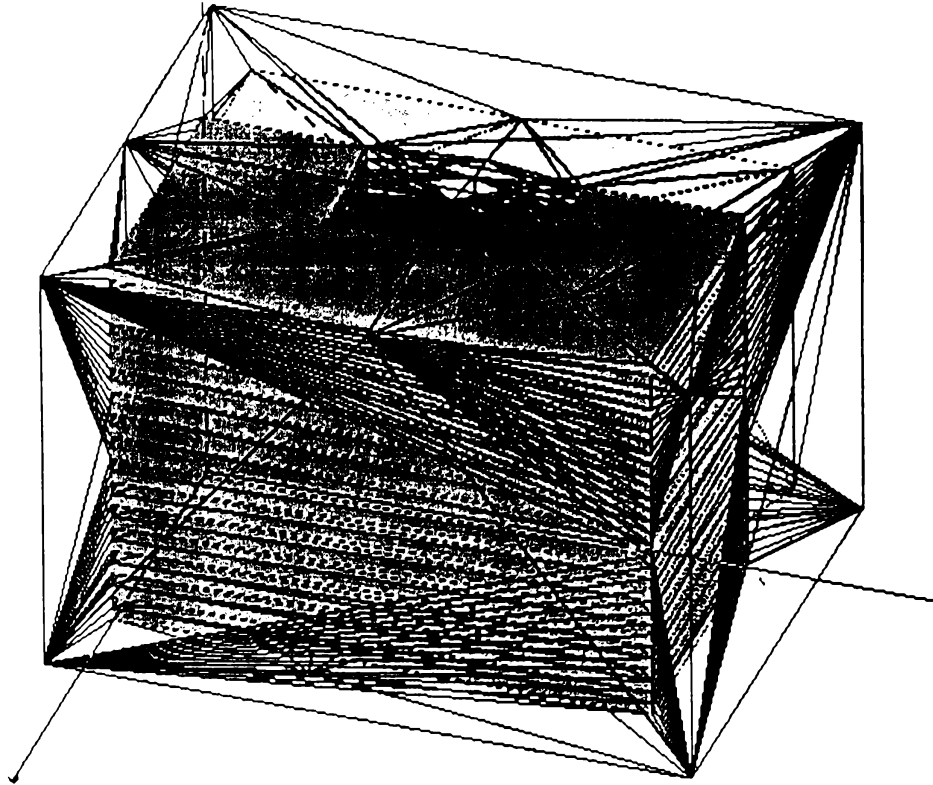


Fig. 3.15b

### 3.2.3 Rezultatele calculului cu element finit

Pentru calcul au fost făcuți zece pași, fiecărui pas corespunzându-I un anumit număr de tetraedre elementare pentru efectuarea calculului (fig. 3.16a).

Există posibilitatea de a reprezenta valorile inducției magnetice, intensității câmpului magnetic, a densității de curent, energiei și coenergiei domeniului.

Reprezentarea poate fi făcută atât în întreg volumul cât și pe unele suprafețe care intersectează acest volum. Rafinarea domeniului a fost de 30% pe fiecare pas, procentul de eroare impus 2%, erorile liniare  $10^{-6}$  iar erorile neliniare 0,01.

În fig. 3.16b se prezintă spectrul inducției magnetice în întreg volumul, prin culori specificându-se valoarea obținută într-un anumit punct, conform legendei prezentate.

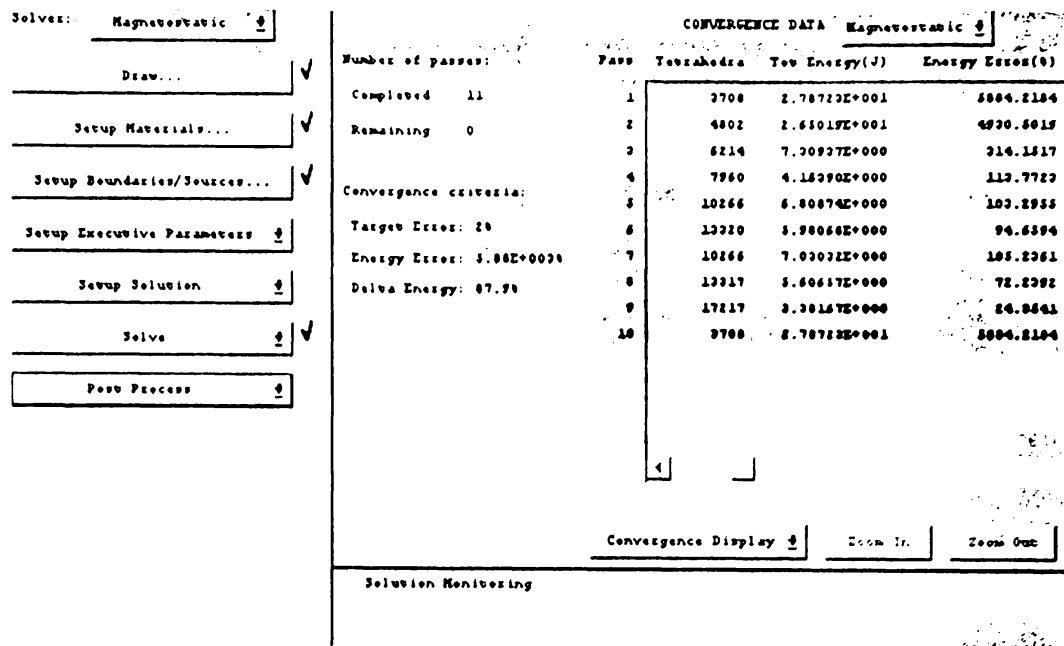


Fig. 3.16a

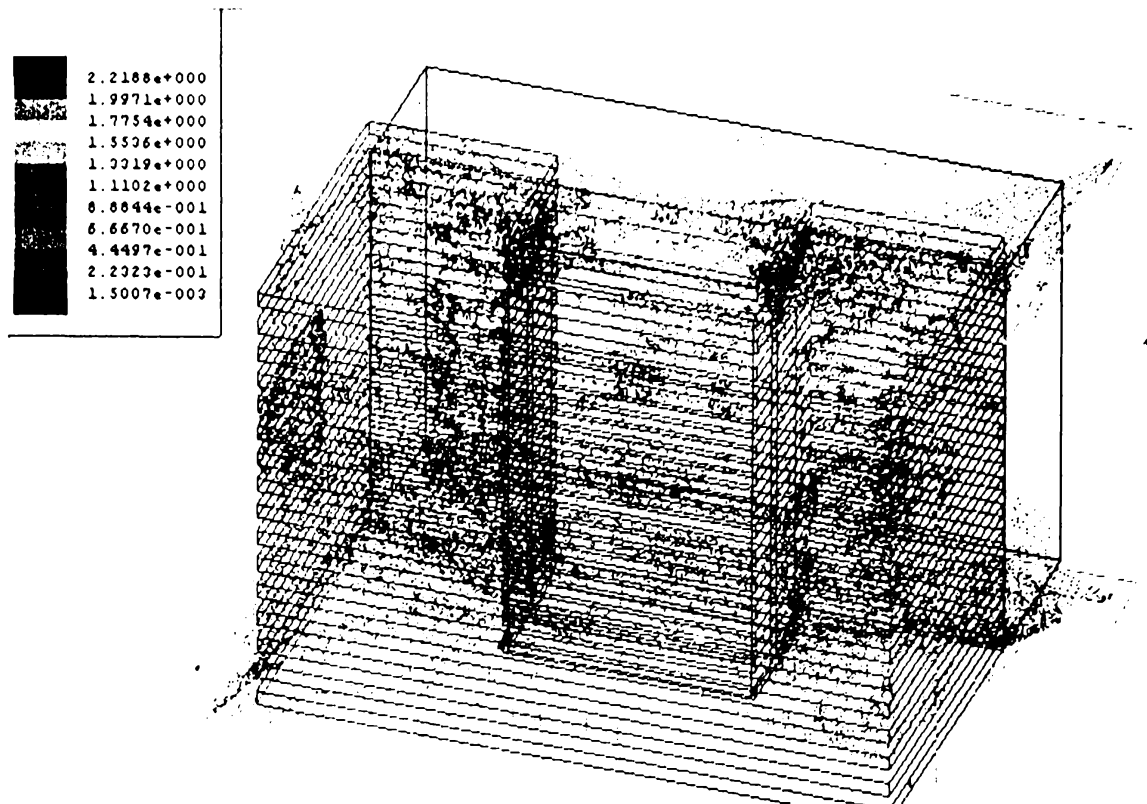


Fig. 3.16b

În fig. 3.16c se prezintă spectrul inducției magnetice într-o secțiune paralelă cu pachetul de tole.

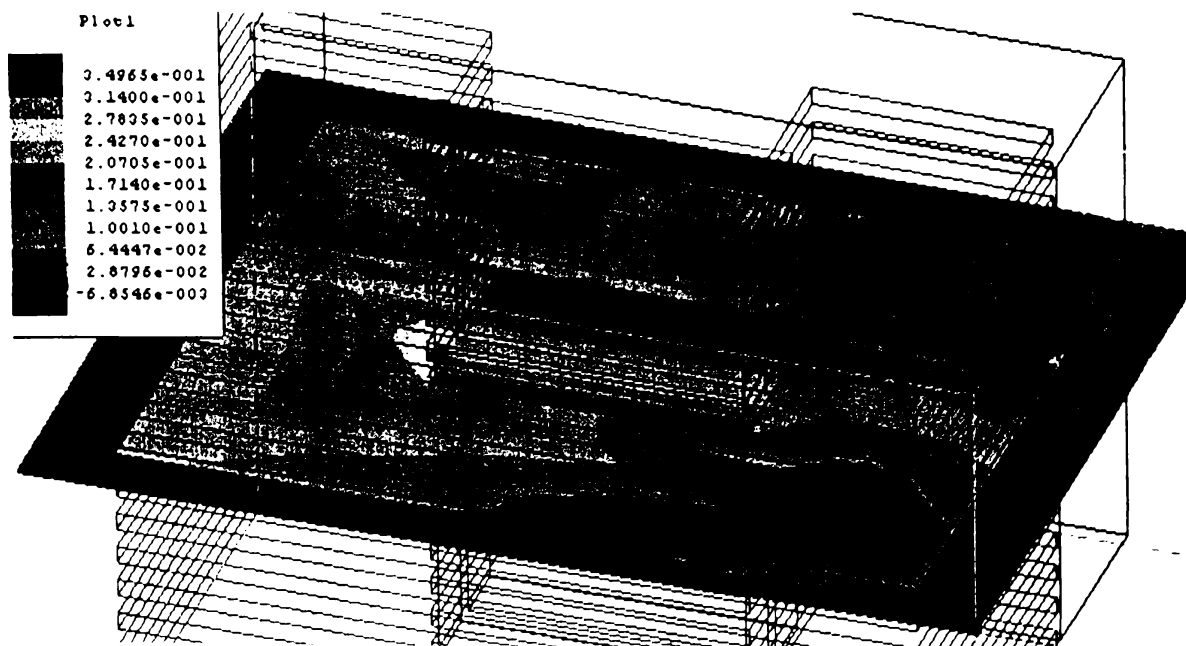


Fig. 3.16c

Spectrul inducției magnetice într-o secțiune situată perpendicular pe pachetul de tole este dată în fig. 3.16d.

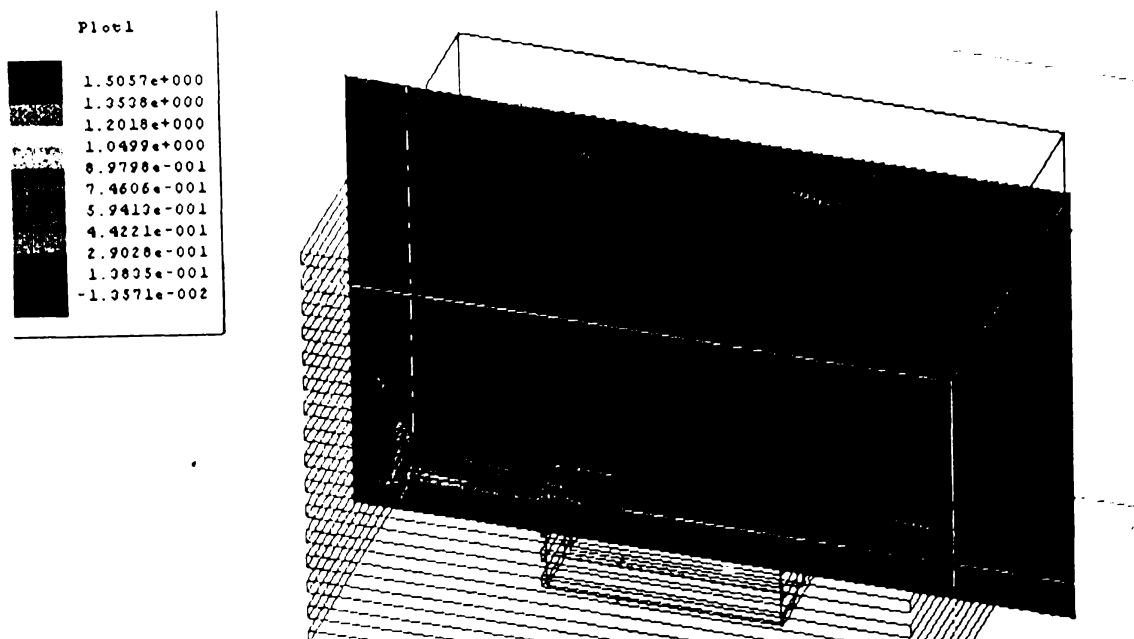


Fig. 3.16d

Concluziile care se pot trage în urma efectuării acestui calcul sunt următoarele:

- partiționare domeniului de câmp nu este suficient de bună, motiv pentru care în anumite zone ale mașinii identice, câmpul are valori diferite. Aceasta se explică prin folosirea la maxim a memoriei cu care poate lucra programul;

- pe baza valorilor calculate, în zonele unde circuitul magnetic este saturat sau unde este prea puțin solicitat pot fi făcute modificări ale proiectării, și în acest mod rezultă performanțe mai bune și greutate și cost cât mai reduse;

- calculând fluxul pe anumite porțiuni ale circuitului magnetic se poate face o estimare a valorii acestuia, necesară calculului iterativ, în sistemul de ecuații prezentat în paragraful 3.3.4;

- pentru un calcul exact, afectat de erori mici este necesar un program specializat de analiză tridimensională cu element finit. Programul folosit are doar posibilitatea de calcul tridimensional, fără ca aceasta să fie un punct forte al lui.

Valorile calculate sunt prezentate pe dischetă în Anexa 7.4.



### 3.3 Calculul parametrilor și caracteristicilor mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică prin metoda circuitului magnetic echivalent

#### 3.3.1 Schema de înfășurare a mașinii

În fig. 3.17 se prezintă steaua t.e.m. induse.

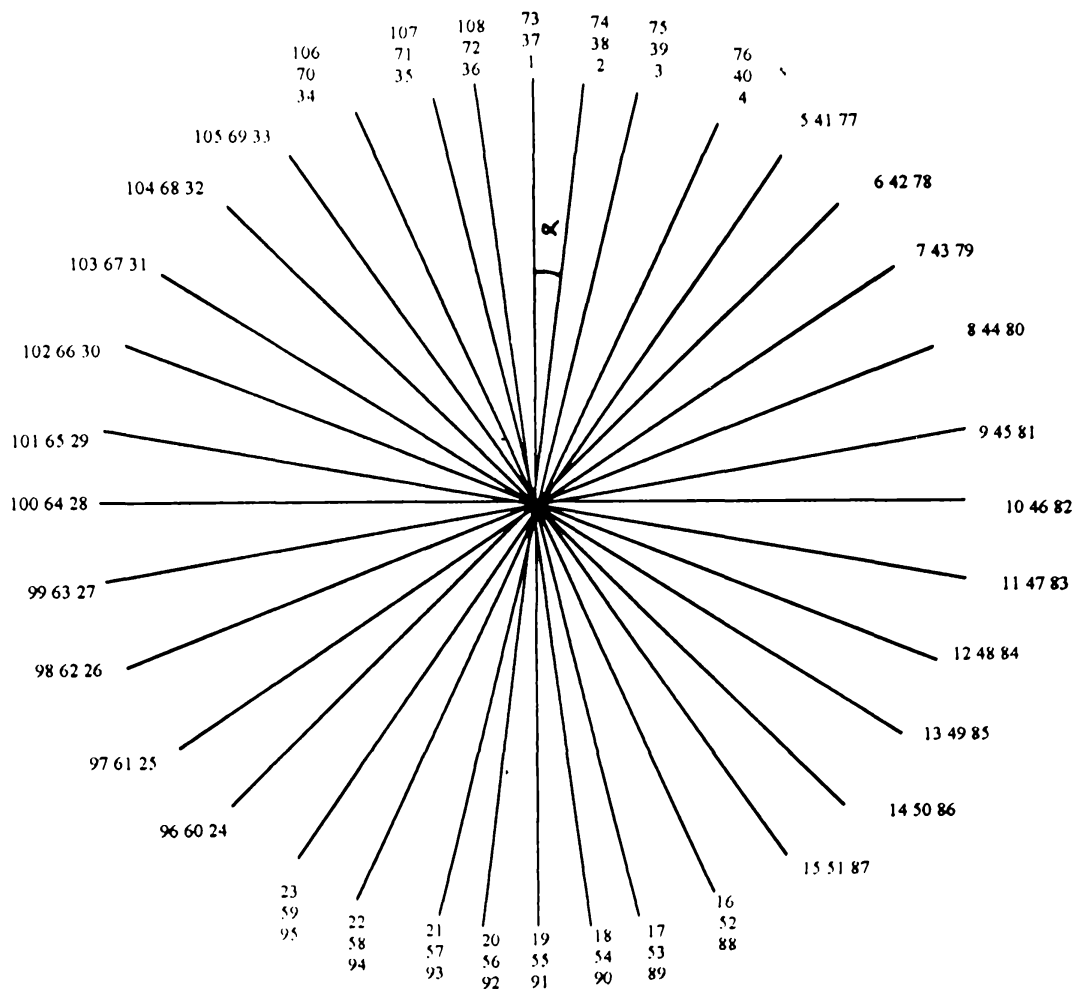


Fig. 3.17

În fig. 3.18 se prezintă schema de înfășurare pentru faza A pentru o pereche de poli, care corespunde la un număr de 36 pachete de tole.

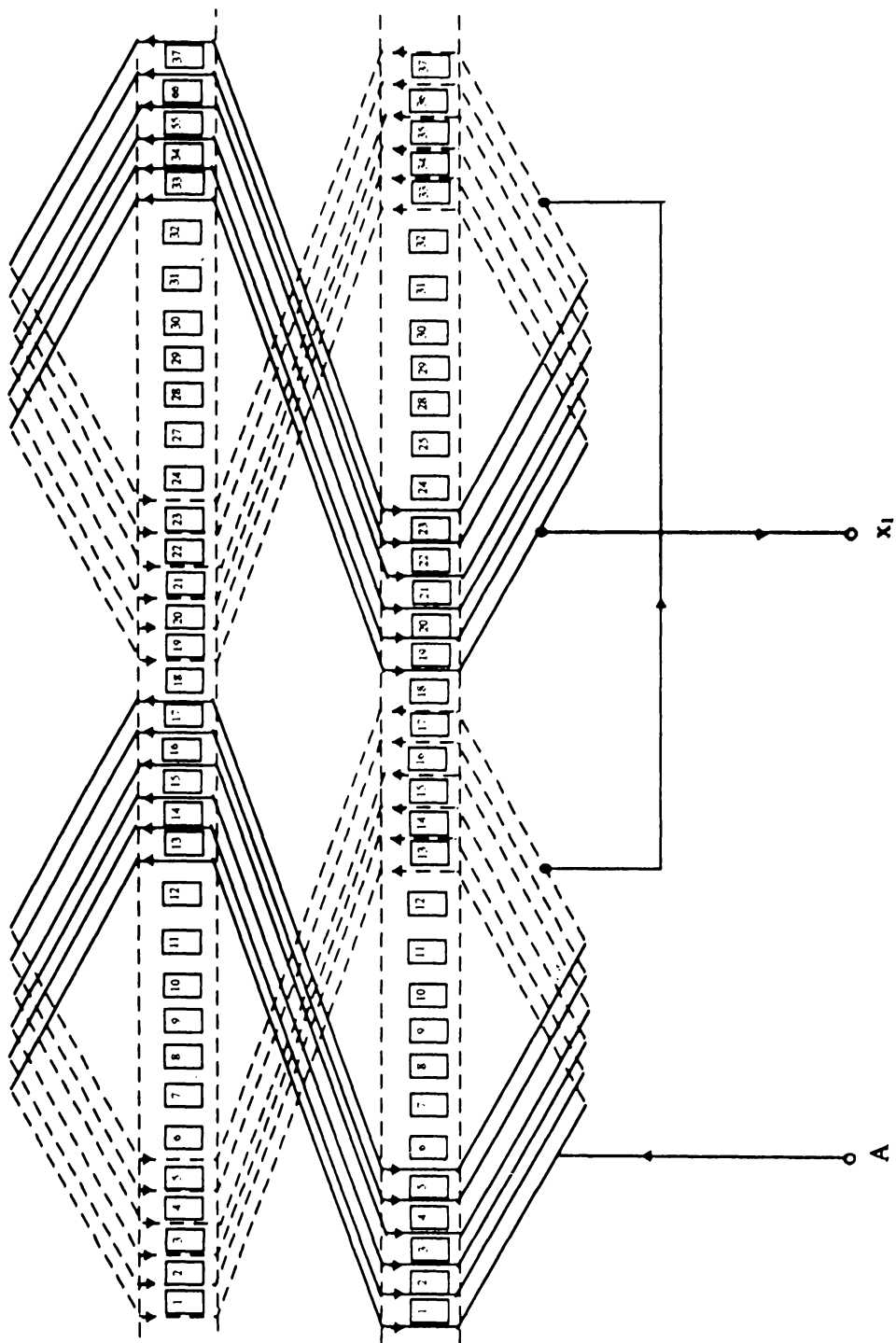


Fig. 3.18

Calculăm pasul polar în număr de creștături

$$\tau = \frac{N_c}{2p} = \frac{108}{2 \cdot 3} = 18 \text{ creștături.} \quad (3.312)$$

Pasul bobinei în număr de creștături este

$$y = \frac{2}{3} \tau = \frac{2}{3} \cdot 18 = 12 \text{ creștături.} \quad (3.313)$$

Unghiul dintre tensiunile electromotoare induse în două creștături consecutive

$$\alpha = \frac{2\pi \cdot p}{N_c} = \frac{2\pi \cdot 3}{108} = \frac{\pi}{18}. \quad (3.314)$$

Numărul de raze suprapuse în steaua t.e.m.

$$t = \text{c.m.m.d.c.}(p, N_c) = \text{c.m.m.d.c.}(3, 108) = 3. \quad (3.315)$$

Unghiul dintre două raze consecutive în steaua t.e.m.

$$\alpha' = \frac{2\pi \cdot t}{N_c} = \frac{2\pi \cdot 3}{108} = \frac{\pi}{18} = \alpha. \quad (3.316)$$

### 3.3.2 Calculul permeanțelor și surselor din circuitul magnetic

Pentru schema echivalentă din fig. 3.20 se definesc următoarele permeanțe:

$$\lambda_{rFe} = \mu_{Fe} \cdot \frac{S_{Fe}}{l_m / 2}, \quad (3.317)$$

$$\lambda_{ra} = \mu_0 \cdot \frac{S_a}{l_m / 2}, \quad (3.318)$$

$$\lambda_r = \frac{\mu_{Fe} \cdot S_{Fe} + \mu_0 \cdot S_a}{l_m / 2}, \quad (3.319)$$

unde:  $\lambda_{rFe}$  - este permeanța rotorică a fierului sub un pachet de tole sub care a pătruns polul feromagnetic cu un unghi la centru  $\nu_i$ - $\nu$ ;

$\nu_i$  - unghiul la centru corespunzător pachetului de tole  $i$ ;

$\nu$  - unghiul la centru corespunzător unui pachet de tole, rămas neocupat de fier;

$\lambda_{ra}$  - este permeanța rotorică a aerului sub un pachet de tole corespunzătoare unghiului la centru  $\nu$ ;

$\lambda_r$  - permeanța echivalentă rotorică sub un pachet de tole.

Se cunoaște că:

$$S_a + S_{Fe} = S, \quad (3.320)$$

$$S_a = S \cdot x, \quad (3.321)$$

$$S_{Fe} = S(1-x), \quad (3.322)$$

$$x = v \cdot \frac{D_{ag}}{2}, \quad (3.323)$$

unde: 
$$D_{ag} = \frac{D_{is} + D_r}{2} \quad (3.324)$$

Rezultă:

$$\lambda_r = \frac{\mu_{Fe} \cdot S \left(1 - v \cdot \frac{D_{ag}}{2}\right) + \mu_0 \cdot S \cdot v \cdot \frac{D_{ag}}{2}}{l_m / 2} = \frac{S}{l_m / 2} \cdot \left[ \mu_{Fe} \cdot \left(1 - v \cdot \frac{D_{ag}}{2}\right) + \mu_0 \cdot v \cdot \frac{D_{ag}}{2} \right] \quad (3.325)$$

Fluxul rotoric:

$$\Phi_r = \lambda_r \cdot U_3, \quad (3.326)$$

$$\Phi_{ra} = \lambda_{ra} \cdot U_3 = \Phi_r \cdot \frac{\lambda_{ra}}{\lambda_r}, \quad (3.327)$$

$$\Phi_{rFe} = \lambda_{rFe} \cdot U_3 = \Phi_r \cdot \frac{\lambda_{rFe}}{\lambda_r}, \quad (3.328)$$

Derivata permeanței funcție de unghiul  $v$  este:

$$\frac{\partial \lambda_r}{\partial v} = \frac{S}{l_m / 2} \left[ -\mu_{Fe} \cdot \frac{D_{ag}}{2} + \mu_0 \cdot \frac{D_{ag}}{2} \right] = \frac{D_{ag} \cdot S}{l_m / 2} \cdot (\mu_0 - \mu_{Fe}). \quad (3.329)$$

Permeanța întrefierului a fost definită conform relațiilor (2.146)+(2.158). Matricea permeanței întrefierului are termeni diferiți de zero numai pe diagonala principală.

$$\lambda_{\delta i,j} = \begin{cases} \lambda_{\delta} & \text{daca } i = j \\ 0 & \text{daca } i \neq j \end{cases}, \quad (3.330)$$

$$\lambda_{\delta} = \mu_0 \cdot \frac{S}{\delta(i)} = \mu_0 \cdot \frac{S}{\delta_0 + \Delta\delta \cdot \sin v_i}. \quad (3.331)$$

Se neglijează cuplajele prin intermediul permeanțelor întrefierului. Permeanțele în piciorul pachetului de tole și în jug au expresiile:

$$\lambda_z = \mu_{Fe} \cdot \frac{b_{da} \cdot L_{ica}}{(h_{ba} + h_c + d_{iz}) / 2}, \quad (3.332)$$

$$\lambda_y = \mu_{Fe} \cdot \frac{b_{da} \cdot h_{jl}}{(l_a + l_F) / 2}, \quad (3.333)$$

Permeanțele de scăpări:

$$\lambda_{\sigma e} = \mu_0 \cdot \frac{h_e \cdot b_{da}}{l_F / 2}, \quad (3.334)$$

$$\lambda_{\sigma r} = \mu_0 \cdot \frac{h_{ba} \cdot b_{da}}{l_F / 2}. \quad (3.335)$$

În primă instanță, se neglijează câmpul de dispersie transversal statoric reprezentat de permeanța  $\lambda_{\sigma r}$  și câmpul de dispersie transversal rotoric reprezentat de permeanța  $\lambda_{\sigma r}$ .

Programul de calcul conține o funcție numită reluctanțe (void), care calculează valorile permeanțelor.

Se definesc următorii vectori:

$I_{cu}$  - vectorul curenților prin creștătură în stratul superior;

$I_{cl}$  - vectorul curenților prin creștătură în stratul inferior;

$I_g$  - vectorul curenților de fază;

$$I_g = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix}. \quad (3.336)$$

Dimensiunea vectorilor  $I_{cu}$  și  $I_{cl}$  este egală cu numărul creștăturilor considerate în figura 3.18, și anume 36 de creștături pentru un pas polar. Relațiile de calcul a acestor vectori sunt:

$$I_{cu} = s_b \cdot M_{ccu} \cdot I_g, \quad (3.337)$$

$$I_{cl} = s_b \cdot M_{ccl} \cdot I_g, \quad (3.338)$$

unde -  $s_b$  - numărul de spire pe o bobină elementară (în cazul de față  $s_b = 4$ )

-  $M_{ccu}$  - matricea de transformare a curenților de fază în curenți de creștătură în stratul superior

-  $M_{ccl}$  - matricea de transformare a curenților de fază în curenți de creștătură în stratul inferior.

Aceste matrici au 36 de linii și 3 coloane. Relația de definiție a elementelor matricii este de forma:

$$(m_{cc})_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{- dacă curentul fazei } j \text{ străbate în sens pozitiv stratul (superior sau inferior) al creștăturii } i; \\ 0 & \text{- dacă curentul fazei } j \text{ nu trece prin stratul (superior sau inferior) al creștăturii } i; \\ -1 & \text{- dacă curentul fazei } j \text{ străbate în sens contrar stratul (superior sau inferior) al creștăturii } i; \end{cases} \quad (3.339)$$

Pentru toate creștăturile s-a considerat sensul pozitiv din exterior spre interior (fig.3.19), de la capătul de bobină către înfășurarea de excitație.

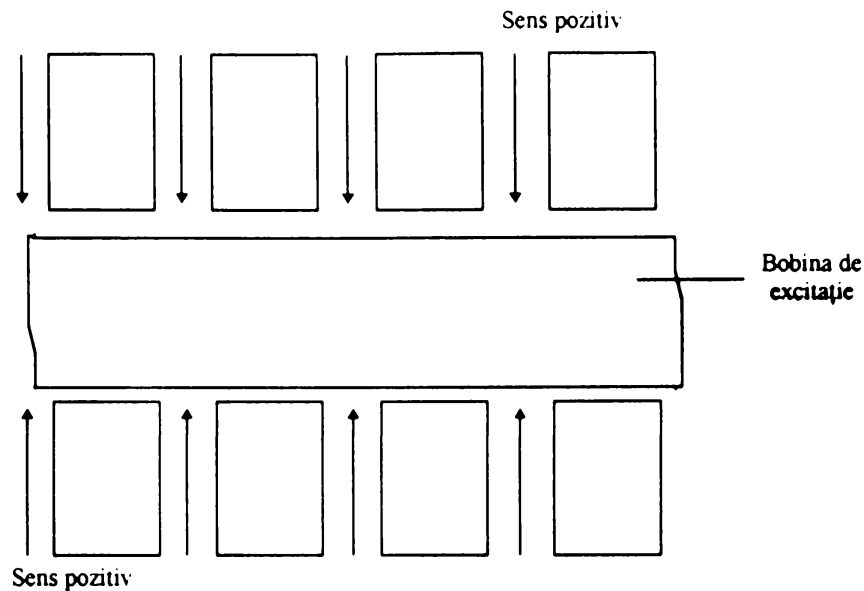


Fig. 3.19

Utilizând definiția dată pentru  $(m_{cc})_{i,j}$  și algoritmul de realizare a înfășurărilor în două straturi [9] se poate dezvolta un algoritm de generare automată a matricilor  $M_{ccu}$  și  $M_{ccl}$ .

Deoarece numărul de creștături pe pol și fază este un număr întreg este suficientă generarea matricilor numai pentru o pereche de poli, adică pentru 36 de creștături (figura 3.18).

În acest fel numărul de ecuații și dimensiunea matricilor se reduce considerabil. Din [9] rezultă:

$$(M_{ccu})_{i0} = \begin{cases} 1 & \text{pentru } 0 \leq i < q \\ 0 & \text{pentru } q \leq i < 2q \\ 0 & \text{pentru } 2q \leq i < 3q \\ -1 & \text{pentru } 3q \leq i < 4q \\ 0 & \text{pentru } 4q \leq i < 5q \\ 0 & \text{pentru } 5q \leq i < 6q \end{cases} \quad (M_{ccu})_{i1} = \begin{cases} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{cases} \quad (M_{ccu})_{i2} = \begin{cases} 0 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{cases} \quad (3.340)$$

Pentru generarea lui  $M_{ccl}$  se poate porni de la matricea  $M_{ccu}$ . Notăm cu  $s$  scurtarea înfășurării calculată în număr de creștături:

$$s = \tau - y = 6. \quad (3.341)$$

Din schema de înfășurare (fig.3.18) se observă că secvența sensurilor curenților din stratul inferior sunt deplasate (rotite) spre stânga cu 6 creștături față de secvența sensurilor curenților din stratul superior. Deci matricea  $M_{ccl}$  rezultă din matricea  $M_{ccu}$  printr-o permutare circulară a liniilor acestei matrici cu 6 poziții de jos în sus.

$$(M_{ccl})_{ij} = (M_{ccu})_{kj}, \quad (3.342)$$

unde  $k = i \oplus s$  (adunare modulo 36).

Matricile topologice ale înfășurării se generează în program cu ajutorul funcției ini-top-matrix (void).

### 3.3.3 Calculul solenațiilor de reacție

Cunoscând curenții prin creștături se pot calcula solenațiile produse de acești curenți. Astfel se va obține:

$$\theta_{cu} = I_{cu} = s_b M_{ccu} \cdot I_g, \quad (3.343)$$

$$\theta_{cl} = I_{cl} = s_b M_{ccl} \cdot I_g. \quad (3.344)$$

Din schema de înfășurare (fig.3.18) se observă că un conductor al înfășurării indusului se află în fereastra înfășurării de excitație între creștătura  $i$  și creștătura  $i+y$ , unde  $i$  este o creștătură arbitrar aleasă, iar  $y$  este deschiderea bobinei. Solenația  $\theta_2$  produsă de înfășurările indusului aflate în stratul superior se calculează utilizând matricea  $M_{csol}$  și curenții de creștătură.

Se fac următoarele notații:

$\theta_e$  - solenația produsă de înfășurarea de excitație;

$\theta_{2t}$  - solenația totală produsă de conductoarele din stratul superior;

$\theta_{3t}$  - solenația totală produsă de conductoarele din stratul inferior;

$\theta_2$  - solenația corespunzătoare pentru o jumătate de mașină (datorată simetriei)

Relațiile de calcul a solenațiilor:

$$(\theta_e)_i = \frac{1}{2} \cdot N_E \cdot I_E, \quad i = 0,35, \quad (3.345)$$

unde  $N_E$  - numărul de spire al înfășurării de excitație;

$I_E$  - curentul de excitație.

$$\theta_{2t} = M_{csol} \cdot I_{cu} = M_{csol} \cdot s_b \cdot M_{ccu} \cdot I_g = s_b \cdot M_{if} \cdot I_g, \quad (3.346)$$

$$M_{if} = M_{csol} \cdot M_{ccu}, \quad (3.347)$$

$$\theta_2 = \frac{1}{2} s_b \cdot M_{if} \cdot I_g. \quad (3.348)$$

Din schema de înfășurare și sensurile pozitive alese rezultă:

$$\theta_3 = M_{csol} \cdot I_{cu}, \quad (3.349)$$

deci  $\theta_3 = \theta_2$ , această egalitate conduce la simplificări ulterioare asupra sistemului de ecuații.

Matricea  $M_{csol}$  se calculează cunoscând că un conductor pătruns în fereastra pachetului de tole din creștătura  $i$  o va părăsi prin creștătura  $i+y$ .

$$(M_{csol})_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{daca exista } k \text{ arbitrar int } re[0, y) \text{ astfel incat } j = i - k \\ (\text{scadere mod ulo } 36) & \\ 0 & \text{daca nu exista } k \text{ int } re[0, y) \text{ astfel incat } j = i - k \end{cases} \quad (3.350)$$

Matricea  $M_{csol}$  are 36 de linii și 36 de coloane.

În figura 3.20 se prezintă schema echivalentă a circuitului magnetic considerând o solenație echivalentă de reacție a înfășurării indusului  $\theta_r$  (prin însumarea efectelor solenațiilor  $\theta_3$  și  $\theta_2$ ).

În Anexa 7.6 se prezintă curbele solenațiilor mașinii pentru diferite poziții ale polului sub pachetele de tole aparținând unei perechi de poli. Ele au fost calculate în program cu ajutorul funcției solenații (void).

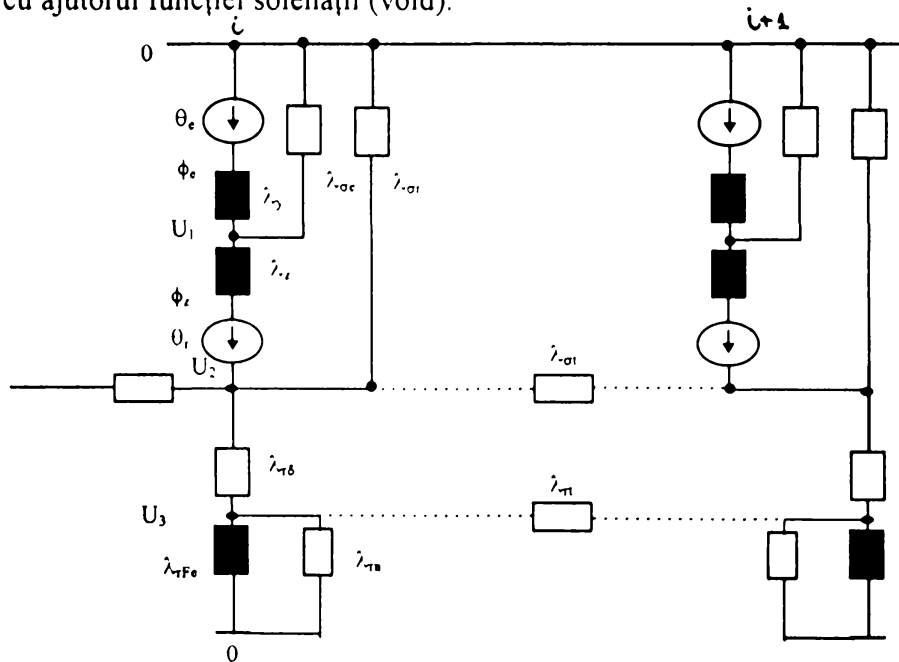


Fig. 3.20

### 3.3.4 Rezolvarea sistemului extins de ecuații algebrice și diferențiale ale mașinii

Pentru un pachet de tole oarecare  $i$ , conform schemei echivalente din fig. 3.20 putem scrie:



$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_e - R_{my} \cdot \phi_e = (\phi_e - \phi_z) R_{m\sigma e} \\ \theta_e + \theta_r - R_{my} \cdot \phi_e - R_{mz} \cdot \phi_z = R_{m\sigma r} \left\{ (\phi_z - \phi_\delta) + [U_2(i-1) - U_2(i)] \cdot \right. \\ \quad \left. \cdot \lambda_{\sigma t} - [U_2(i) - U_2(i+1)] \lambda_{\sigma t} \right\} \\ \theta_e + \theta_r - R_{my} \cdot \phi_e - R_{mz} \cdot \phi_z - R_\delta \cdot \phi_\delta = R_r \left\{ \phi_\delta + [U_3(i-1) - U_3(i)] \cdot \right. \\ \quad \left. \cdot \lambda_{\pi} - [U_3(i) - U_3(i+1)] \lambda_{\pi} \right\} \end{array} \right. , \quad (3.351)$$

sau

$$\left\{ \begin{array}{l} \theta_e = \phi_e (R_{my} + R_{m\sigma e}) - \phi_z \cdot R_{m\sigma e} \\ \theta_e + \theta_r - R_{my} \cdot \phi_e + (R_{mz} + R_{m\sigma r}) \cdot \phi_z - R_{m\sigma r} \cdot \phi_\delta + R_{m\sigma r} \cdot \dot{\lambda}_{\sigma t} \cdot \\ \quad \cdot [U_2(i-1) - 2U_2(i) + U_2(i+1)] \\ \theta_e + \theta_r = R_{my} \cdot \phi_e + R_{mz} \cdot \phi_z + (R_\delta + R_r) \phi_\delta + R_r \cdot \lambda_{\pi} \cdot \\ \quad \cdot [U_3(i-1) - 2U_3(i) + U_3(i+1)] \end{array} \right. \quad (3.352)$$

adică putem scrie:

$$\begin{bmatrix} \theta_e \\ \theta_e + \theta_r \\ \theta_e + \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{my} + R_{m\sigma e} & -R_{m\sigma e} & 0 \\ R_{my} & R_{mz} + R_{m\sigma r} & -R_{m\sigma r} \\ R_{my} & R_{mz} & R_\delta + R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_e \\ \phi_z \\ \phi_\delta \end{bmatrix} + C. \quad (3.353)$$

$$\text{Dacă neglijăm dispersia, matricea } C = 0. \quad (3.354)$$

Sistemul (3.353) se poate scrie:

$$\begin{bmatrix} \theta_e \\ \theta_e + \theta_r \\ \theta_e + \theta_r \end{bmatrix} = A \cdot \begin{bmatrix} \phi_e \\ \phi_z \\ \phi_\delta \end{bmatrix}, \quad (3.355)$$

sau

$$\theta = A \cdot \phi, \quad (3.356)$$

de unde

$$\phi = A^{-1} \cdot \theta. \quad (3.357)$$

O problemă dificilă o reprezintă inversarea matricii A în cazul în care se dorește calculul tensiunii induse (adică  $\frac{d\phi}{dt}$ ).

$$\frac{d\phi}{dt} = \left[ A + \frac{\partial A}{\partial \phi} \cdot \phi \right]^{-1} \cdot \left[ d\theta - \frac{\partial A}{\partial v} \cdot \frac{\partial v}{\partial t} \cdot \phi \right], \quad (3.358)$$

$$\frac{\partial A}{\partial \phi} = \begin{bmatrix} \frac{\partial R_{my}}{\partial \phi_e} & 0 & 0 \\ \frac{\partial R_{my}}{\partial \phi_e} & \frac{\partial R_{mz}}{\partial \phi_z} & 0 \\ \frac{\partial R_{my}}{\partial \phi_e} & \frac{\partial R_{mz}}{\partial \phi_z} & \frac{\partial R_r}{\partial \phi_\delta} \end{bmatrix}, \quad (3.359)$$

$$\frac{\partial A}{\partial v} = \begin{cases} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} & \alpha_s \leq v_i \leq \alpha_r; \alpha_s + \alpha_r < v_i \leq 2\pi \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (\mu_0 - \mu_{Fe}) \frac{ggrl}{\alpha_s} R_r^2 \end{bmatrix} & 0 < v_i < \alpha_s, \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(\mu_0 - \mu_{Fe}) \frac{ggrl}{\alpha_s} R_r^2 \end{bmatrix} & \alpha_r < v_i \leq \alpha_r + \alpha_s \end{cases} \quad (3.360)$$

$$\text{unde: } -\alpha_s = \frac{2\pi}{N_c}; \quad (3.361)$$

$$-\alpha_r = p \cdot \frac{2 \cdot b_p}{D_r}. \quad (3.362)$$

Se cunoaște de asemenea că

$$\frac{dv}{dt} = \omega, \quad (3.363)$$

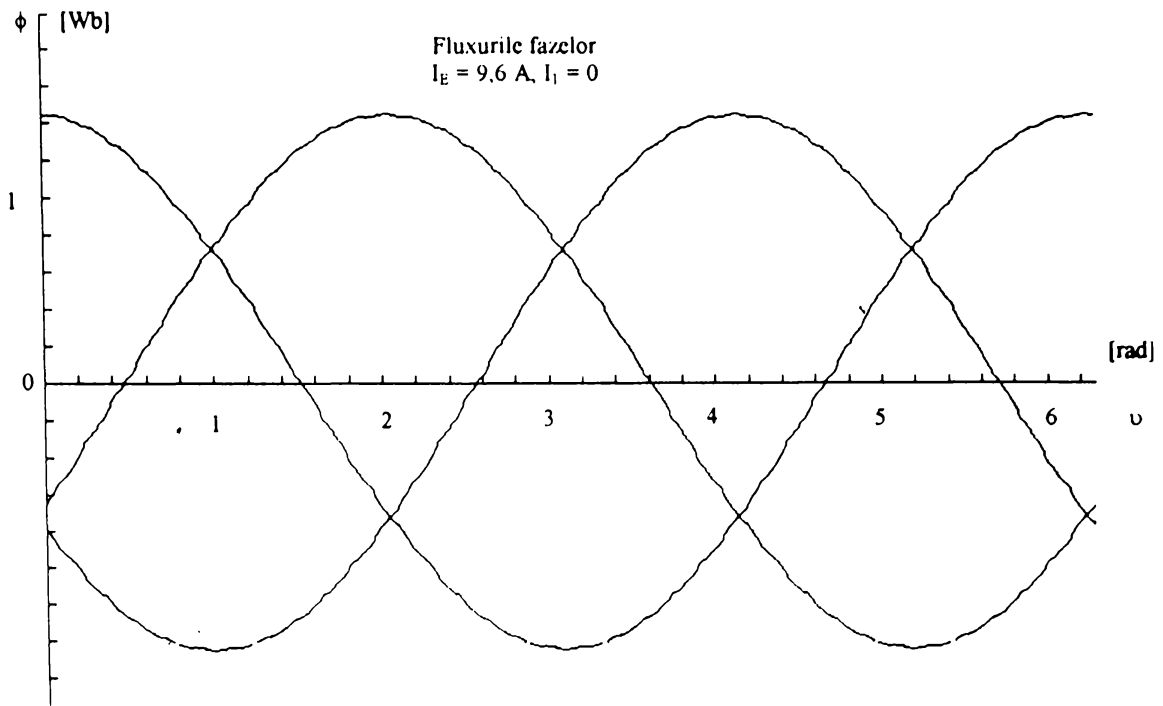
unde  $\omega$  este pulsația t.e.m. induse.

Se scrie sistemul (3.357) pentru toate pachetele de tole și se rezolvă în cazul unor valori precizate ale solenațiilor (respectiv ale curentului de excitație și ale curentului în înfășurarea indusului).

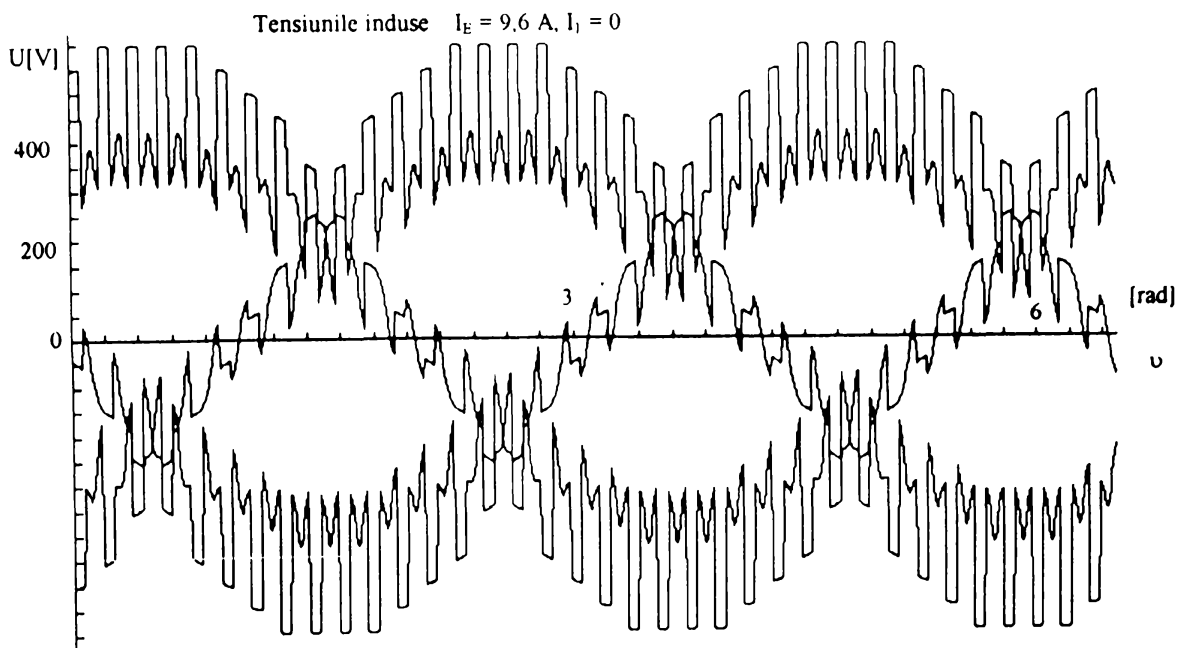
Pentru rezolvare în program s-au creat funcțiile ini-flux (void) pentru calculul fluxurilor, int.lin-root pentru calculul rădăcinilor liniare ale sistemului, int.flux-poz (void), pentru calculul fluxurilor fazelor înfășurării indusului funcție de poziția polului feromagnetic rotoric.

Sistemul, scris pentru un pas polar va avea câte 3 ecuații pentru fiecare pachet de tole adică 108 ecuații.

În figurile următoare se prezintă fluxurile fazelor și tensiunile electromotoare induse calculate cu neglijarea dispersiei pentru diferite valori ale solenațiilor.



**Fig. 3.21**



**Fig.3.22**

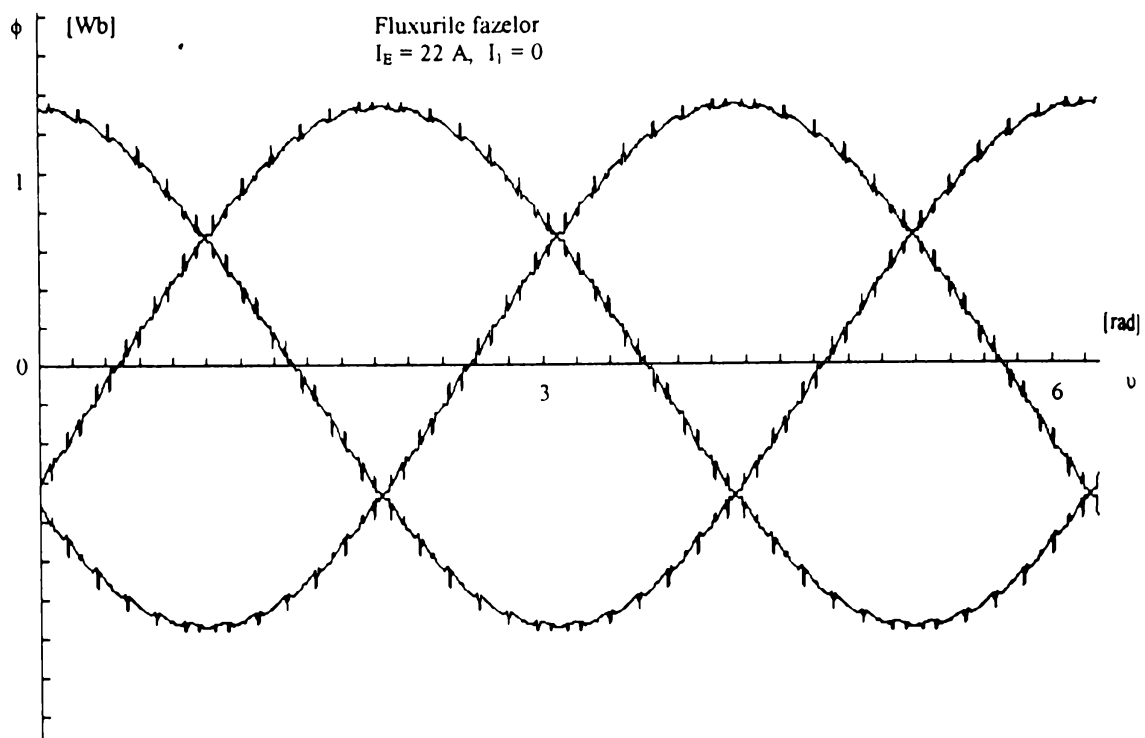


Fig. 3.23

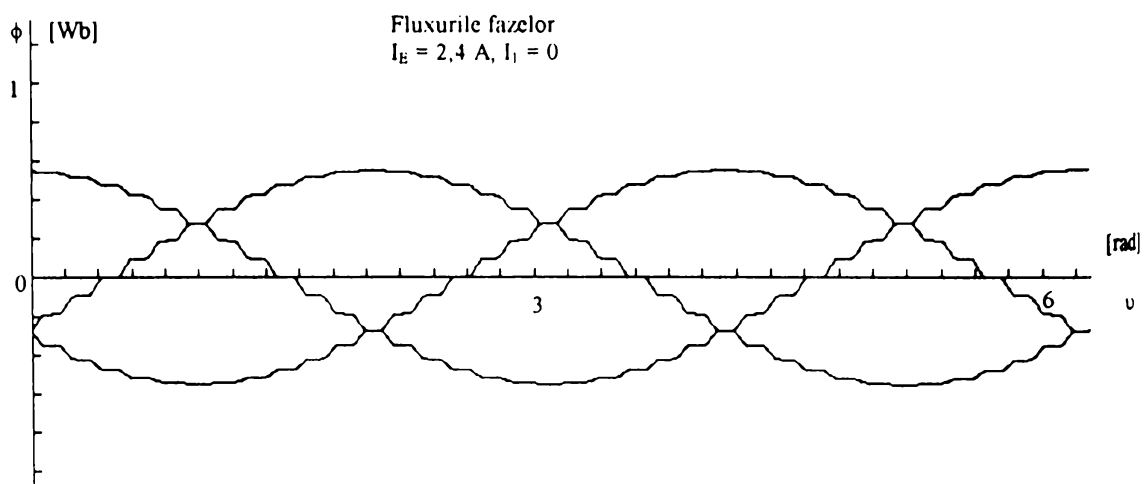
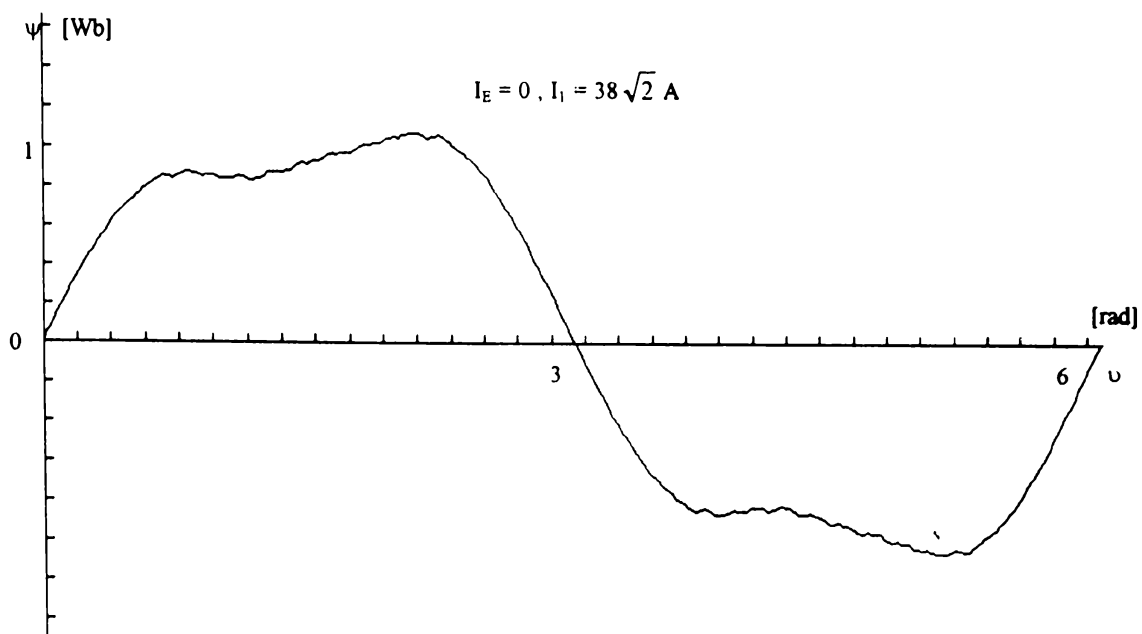
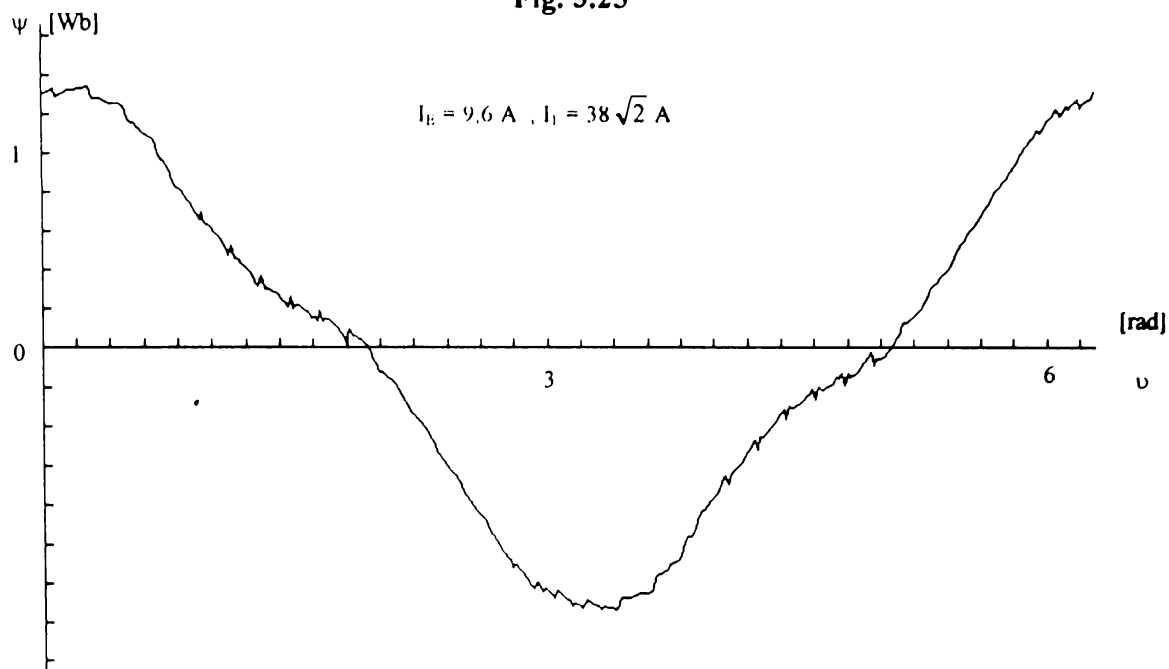


Fig. 3.24

În fig. 3.25 și 3.26 se prezintă înlănțuirea magnetică a unei faze cu  $I_E = 0$  respectiv  $I_E = 9,6 \text{ A}$ .



**Fig. 3.25**



**Fig. 3.26**

### 3.3.5 Caracteristicile mașinii determinate prin calcul

Prin rezolvarea sistemului pentru diferite valori ale solenațiilor se pot determina caracteristicile mașinii.

Astfel pentru  $\theta_r = 0$ , adică în lipsa reacției înfășurării indusului, se obține caracteristica de funcționare în gol care reprezintă dependența

$$\frac{d\phi}{dt} = f(I_E). \quad (3.364)$$

În program a fost creată funcția `intgol.car` (void) care calculează caracteristica de gol. Pentru tensiune s-a calculat valoarea efectivă.

În fig. 3.27 se prezintă forma calculată cu metoda circuitelor magnetice echivalente a caracteristicii de funcționare în gol a mașinii.

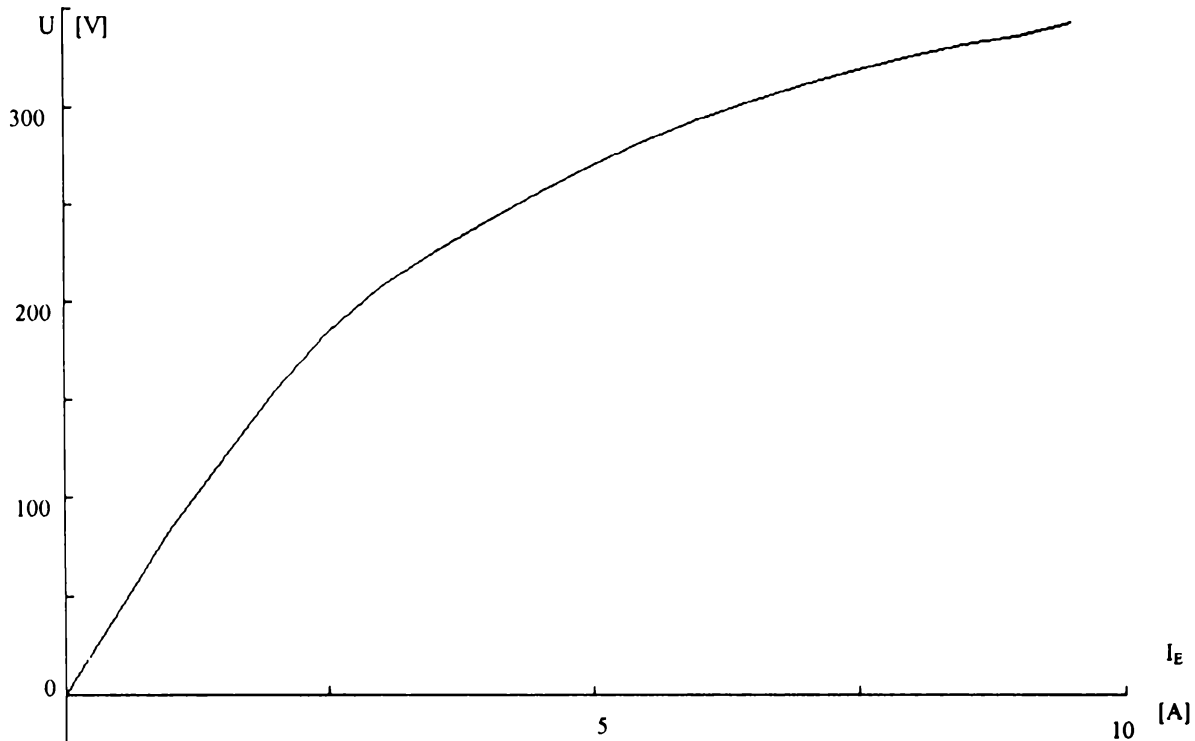


Fig. 3.27

### 3.3.6 Determinarea parametrilor cu metoda circuitului magnetic echivalent

Inductivitatea sincronă pe fază a mașinii a fost calculată prin raportarea înălțurii magnetice a fazei respective la curentul efectiv prin fază, la un anumit unghi de sarcină și s-a reprezentat în lungul unui pas polar fig. 3.28. Funcția creată în acest scop în program se numește `int par` (void). Din figură se pot deduce valorile:

$$\begin{aligned} L_d &= 22,35\text{mH} \\ L_q &= 20\text{mH} \end{aligned} \quad (3.365)$$

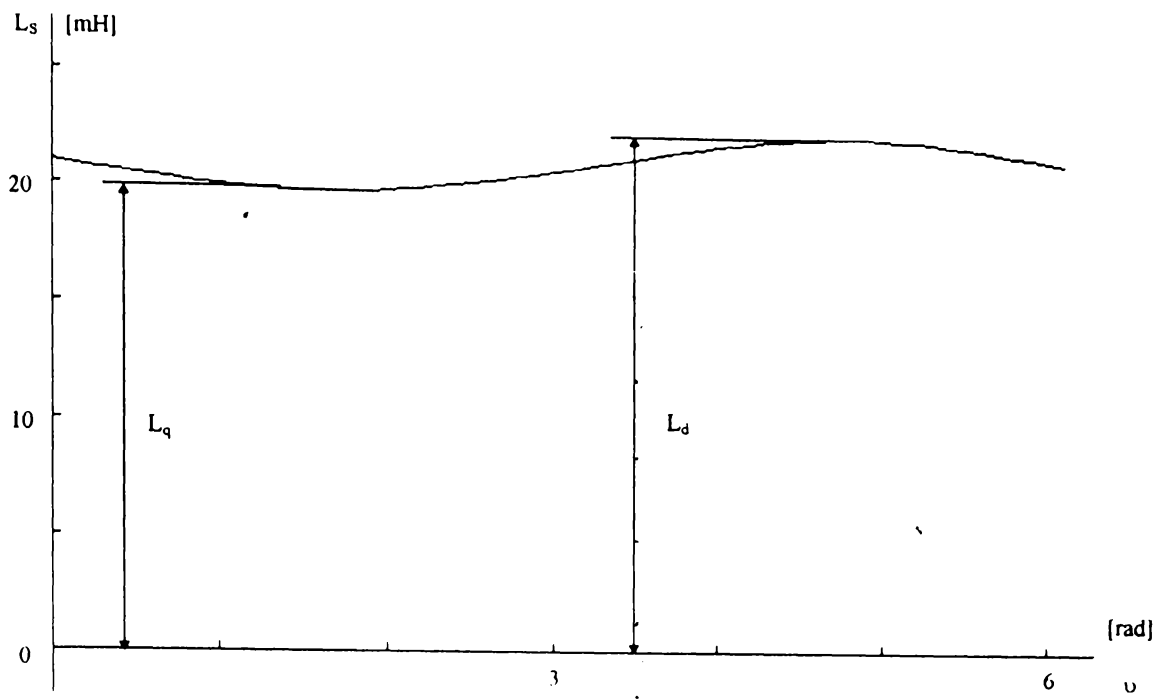
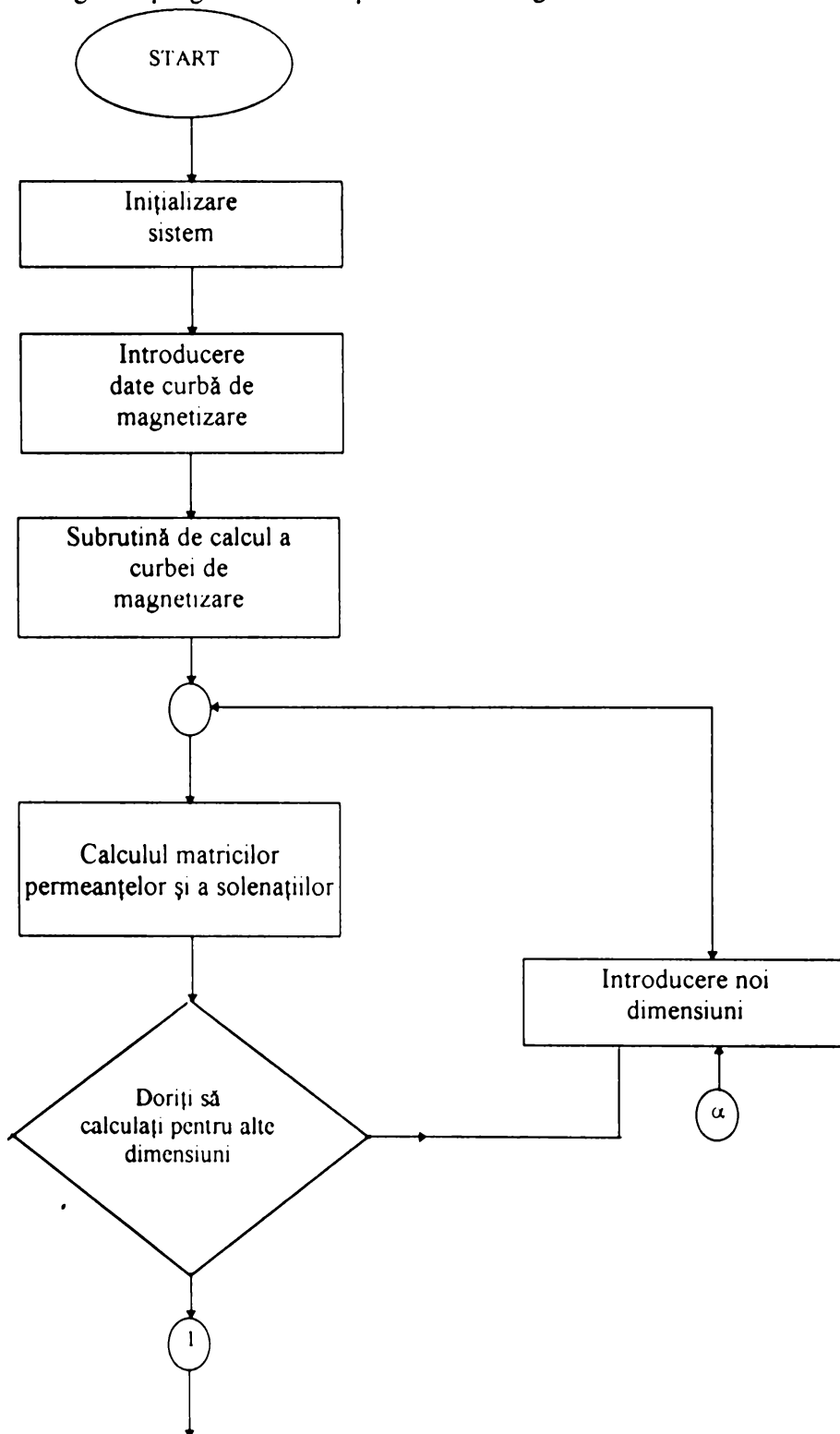


Fig. 3.28

### 3.3.7 Programul de calcul în Turbo C

Schema logică a programului este prezentată în fig. 3.29.





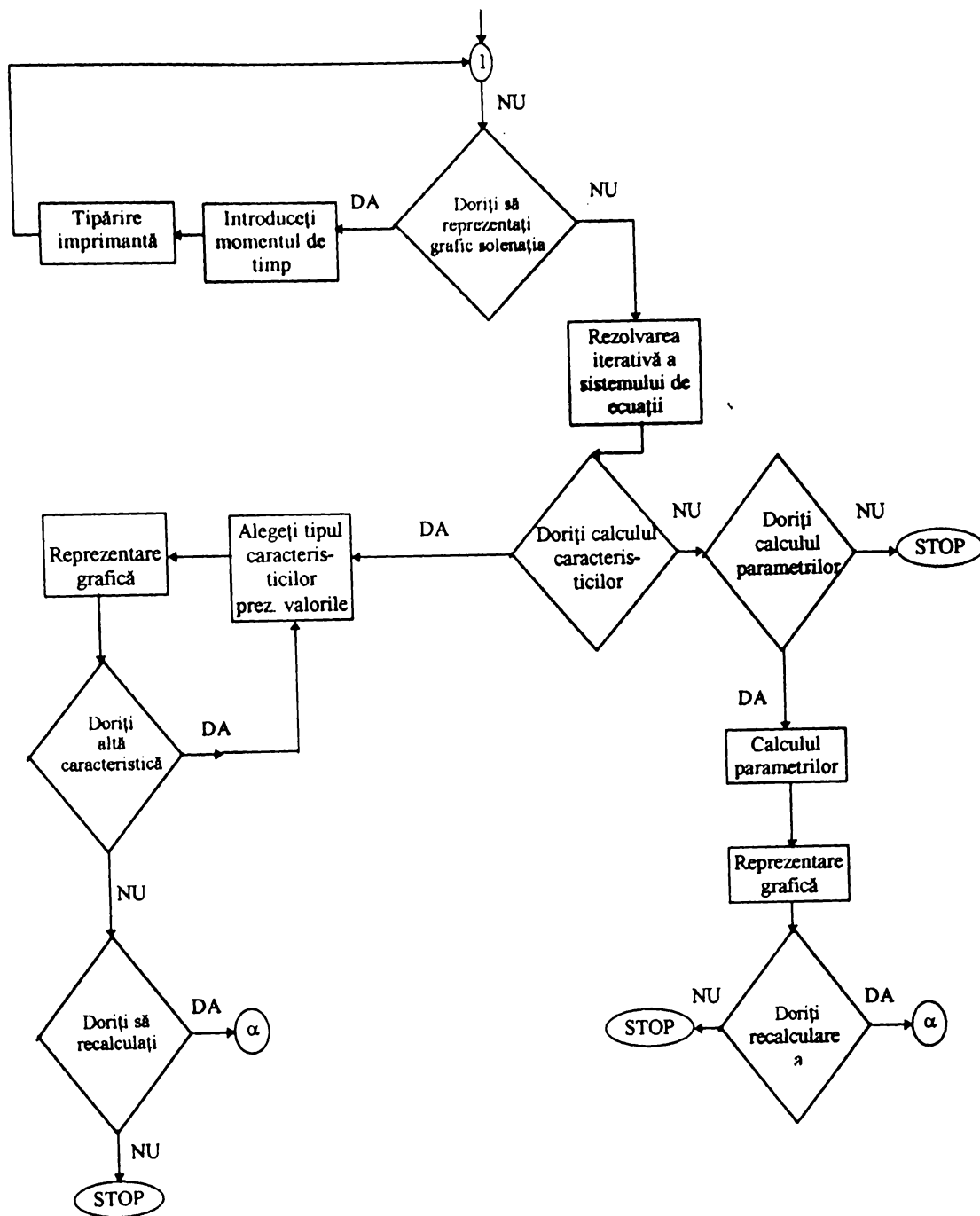


Fig. 3.29

O primă funcție a programului este cea care permite interpolarea curbei de magnetizare a materialului din care este executat miezul feromagnetic și care este absolut necesară în calculul mașinii prin această metodă.

Se trece apoi la inițializarea sistemului (recunoașterea plăcii grafice, numărul de puncte de calcul, alocarea spațiului de memorie necesar pentru rezolvarea sistemului).

În pasul următor se generează matricile permeanțelor și matricile de transformare a înfășurării pe baza dimensiunilor circuitului electromagnetic calculate în paragraful 3.1 și a schemei de înfășurare din fig. 3.18.

Pe baza acestui calcul rezultă solenațiile sub formă matricială sau sub formă grafică, pentru o valoare a timpului care se poate modifica, după cum polul feromagnetic ar ocupa diferite poziții.

Rezolvarea sistemului se face iterativ, soluțiile fiind calculate la valori bine precizate ale solenațiilor.

Există opțiunea de reprezentare a caracteristicilor mașinii și se calculează de asemenea parametrii  $L_d$  și  $L_q$ .

Se poate reprezenta dependența parametrilor funcție de poziția polului rotoric.

Sunt definite două clase de obiecte, class magnetic, care conține funcțiile de interpolare, de calcul al lui  $1/\mu_{Fe}$ , de calcul a derivatei  $d(\mu_{Fe})$  și o clasă class grafic care permite reprezentări grafice prin puncte sau cu ajutorul liniilor. Calculul este realizat prin intermediul funcțiilor create și care au fost amintite în paragrafele anterioare.

În anexa 7.5 se prezintă discheta cu întreg programul.

### **3.4 Comparație a rezultatelor obținute prin cele trei metode de calcul**

Deoarece metoda clasică de calcul este cea mai utilizată la proiectarea mașinilor electrice cu ajutorul ei am putut face o analiză completă a mașinii. Rezultatele calculelor însă depind de aproximațiile considerate.

Metoda elementului finit ne-a permis să ne facem o imagine despre valorile inducției magnetice și a formei câmpului pentru un pachet de tole. Prin repetarea calculelor și perfecționarea partiționării domeniului se pot obține informații valoroase cu privire la corectitudinea proiectării, putând lua deciziile cele mai corecte în acest sens.

Metoda circuitelor magnetice echivalente permite un calcul destul de precis, într-un timp relativ scurt comparativ cu metoda elementului finit. Prin extinderea facilităților programului creat se poate face un calcul complet de proiectare și simulare pentru mașină.

Prin comparație la metoda clasică s-au obținut inductivitățile de magnetizare  $L_d$  și  $L_q$  cu relațiile (3.150) și (3.151) de valori apropiate celor obținute prin metoda circuitului magnetic echivalent (3.365).

În concluzie cele trei metode de calcul se completează reciproc.

### **3.5 Concluzii**

Prima parte a capitolului tratează calculul complet al mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică pentru o putere de 25kVA, aleasă ca fiind reprezentativă pentru mașini ce funcționează în locuri izolate în regim autonom. Pentru obținerea variantei optime, atât din punct de vedere al costului mașinii cât și din punct de vedere al eficienței acesteia, se apelează la facilitățile oferite de calculator printr-un program de calcul și optimizare scris în Turbo Pascal, cu ajutorul căruia se calculează alte trei mașini cu putere de 50, 100 și 200 kVA.

În partea a doua a capitolului se face un calcul precis al câmpului magnetic, în variantă tridimensională cu ajutorul unui program de calcul puternic numit Maxwell. Pentru o singură variantă de calcul a fost necesar un timp de 60+70 de ore.

Cea de-a treia parte a capitolului propune o metodă nouă de analiză a caracteristicilor și parametrilor mașinii pornind de la schema echivalentă a circuitului magnetic al acesteia și de la schema de înfășurare. Se calculează mai întâi permeanțele și sursele, apoi solenațiile, se rezolvă sistemul de ecuații al mașinii și în final se reprezintă formele de variație ale solenațiilor și parametrilor în funcție de poziția polului rotoric și se reprezintă caracteristicile calculate la diferite valori ale curentului de sarcină. Toate aceste calcule și reprezentări se fac cu ajutorul unui program scris în limbaj C, fără de care rezolvarea ar fi fost complicată ținând cont de numărul mare de ecuații. Diferența de timp de calcul este însă semnificativă, o rulare făcându-se în câteva minute.

Din compararea rezultatelor obținute cu cele trei metode de calcul se poate trage concluzia că ele se completează foarte bine rezultând în final o analiză complexă și completă a mașinii.

Se consideră drept contribuții originale următoarele:

- calculul complet al mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică pentru o putere dată (paragraful 3.1);
- realizarea unui program de calcul și optimizare a mașinii, de tip conversațional scris în limbaj Turbo Pascal (paragraful 3.1.18, Anexa 7.1);
- calculul cu ajutorul programului a unei serii de mașini de putere de 50, 100 și 200kVA (paragraful 3.1.19, Anexa 7.2);

- determinarea câmpului magnetic în **variantă tridimensională** cu ajutorul unui program specializat (paragraful 3.2);

- calculul schemei echivalente a circuitului magnetic al mașinii și rezolvarea sistemului de ecuații al acesteia scris pentru schema echivalentă determinată în fig. 3.20 (paragrafele 3.3.1, 3.3.2, 3.3.4);

- determinarea prin calcul a curbelor solenațiilor, a caracteristicilor de funcționare și a parametrilor mașinii (paragrafele 3.3.3, 3.3.5, 3.3.6, Anexa 7.6);

- scrierea programului în limbaj Turbo C pentru calculul mașinii prin metoda circuitului magnetic echivalent (paragraful 3.3.7, Anexa 7.5);

- studiul comparativ al rezultatelor obținute la calculul mașinii prin cele trei metode.

Pentru verificarea corectitudinii calculelor este necesară proiectarea și execuția unui model experimental cu ajutorul căruia să se realizeze încercările experimentale.

### 3.6 Bibliografie

1. Bălănescu, T., ș.a., *Pascal și Turbo Pascal*, vol. 1,2, Editura Tehnică, București, 1992
2. Biriescu, M., *Mașini electrice. Determinări de parametrii. Caracteristici și încercări*, Editura Lito U.P.T., Timișoara, 1995
3. Boldea, I., *Transformatoare și mașini electrice*, Editura Didactică și Pedagogică R.A., București, 1994
4. Cioc, I., Nica, C., *Proiectarea mașinilor electrice*, Editura Didactică și Pedagogică R.A., București, 1994
5. Deaconu, S., *Calculul câmpului magnetic în mașina sincronă homopolară reactivă prin metoda elementului finit*, Sesiunea de Comunicări, F.I.H., Hunedoara, 1995
6. Deaconu, S., *Determinarea parametrilor mașinii sincrone reactive cu excitație statorică prin metoda circuitelor magnetice echivalente*, Sesiunea de Comunicări, F.I.H., Hunedoara, 1995
7. Deaconu, S., *Agregat monorotor cu excitație statorică*, Tehnologii și echipamente tehnologice industriale, Hunedoara, 1992
8. Deaconu, S., *The reactive synchronous homopolar machine functioning in stationary regime*, Buletinul Științific și Tehnic al U.P.T., Tom 40 (54), Mecanică Agricolă - Metalurgie, Fascicola 1,2, Timișoara, 1995
9. Dordea, T., Biriescu, M., *Proiectarea mașinilor electrice*, vol. 1-2, Lito U.P.T., Timișoara, 1992
10. Drăgănescu, O. Gh., *Încercările mașinilor electrice rotative*, Editura Tehnică, București, 1987
11. Hou, B., Qu, L., *Identification of parameters for synchronous machine using weighted-least squares method*, ICEM 88
12. Kalisz, E., ș.a., *Inițiere în Turbo Pascal*, Editura Teora, București, 1995
13. Kamabu, T., Maun, J.C., *Synchronous and dynamic parameters of large turbine-generators by the finite element method*, ICEM 88
14. Mândru, Gh., Rădulescu, M.M., *Analiza numerică a câmpului electromagnetic*, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986
15. Mur, G., *The finite-element modeling of three-dimensional electromagnetic fields*, OPTIM '92, Brașov, p 3÷8
16. Nicolaide, A., *Mașini electrice. Teorie. Proiectare*, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1975, vol. I,II
17. Ostovic, V., *Dynamics of Saturated Electric Machines*, Springer Verlag, New - York, 1989

18. Pușcașu, S., Florica, Th., *Some consideration about the representation of three-dimensional surfaces using the finite element method*, OPTIM '92, Brașov, p. 23÷27
19. Richter, R., *Mașini electrice. Mașina sincronă și mașina comutatoare*, editura tehnică, București, 1959
20. Silvester, P., Chari, M.V.K., *Finite Element Solution of Saturable Magnetic Field Problems*, IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, no 7, september/october, 1970
21. Țopa, V., Simion, E., *Optimal shape design by using finite element analysis method for electromagnetic devices*, OPTIM '92, Brașov, p. 17÷22
22. \* \* \* , *Mașini electrice rotative (Culegere de standarde)*, Editura Tehnică, București, 1976
23. \* \* \* Getting Started, *A Magnetic Force Problem, Maxwell 3D Field Simulator*, September, 1996, Ansoft Corporation
24. \* \* \* Getting Started, *A 2 D Parametric Problem*, May, 1996, Ansoft Corporation
25. \* \* \* Maxwell Software, *Installation and Administration Guide, PC Installation Guide*, December, 1996, Ansoft Corporation
26. Kernigham, B.W., *The C Programming Language, Prentice Hall Software Series*, 1988, New Jersey
27. Catrina, O., Cojocaru, I., *Turbo C++*, Editura Teora, București, 1993
28. Mușlea, I., *C++*, *Programare orientată pe obiecte*, Editura Microinformatica, Cluj-Napoca, 1992

## CAPITOLUL 4

# **CONCEPEREA ȘI REALIZAREA MODELULUI EXPERIMENTAL AL MAȘINII SINCRONE HOMOPOLARE REACTIVE CU EXCITAȚIE STATORICĂ**

### **4.1 Descrierea modelului experimental**

Pentru efectuarea încercărilor preliminare s-a construit un model experimental cu puterea de 5 kVA. Modelul face parte din familia mașinilor sincrone reactive, cu excitație statorică, care permite obținerea în întrefier a unui câmp homopolar, dar și a unui heteropolar.

Primele încercări care s-au efectuat, au studiat modul în care se comportă mașina, care are în întrefier un câmp heteropolar. Efectuând încercările și pentru varianta cu câmp homopolar în întrefier, și comparând rezultatele obținute în cele două cazuri s-au constatat următoarele dezavantaje ale variantei heteropolare:

- apariția unor nesimetrii în tensiunile induse pe cele trei faze datorate bobinajului special folosit (în trei straturi) pe toate cele trei picioare ale rolei în formă de E din care, în fiecare crestătură sunt ocupate doar două; fiecare fază are bobine în fiecare din cele trei straturi pe fiecare din cele trei picioare ale tolei;

- consum de materiale active mult mai mare la aceeași putere;

- pierderi în înfășurări mai mari rezultând un randament mai scăzut.

Încercările ulterioare au vizat doar varianta homopolară a mașinii.

În fig.4.1 se prezintă în paralel forma tolei și a polilor rotorici în cele două cazuri.

Trecerea de la varianta heteropolară la cea homopolară s-a făcut prin întreruperea uneia din bobinele inelare de excitație și prin eliminarea polilor feromagnetici rotorici care închideau câmpul produs de această bobină.

Modelul experimental a fost realizat într-o carcasă a unei mașini de curent continuu, utilizând scuturile și arborele acesteia.

Circuitul feromagnetic statoric este de tip longitudinal și este realizat din pachete de tole în formă de E prelucrate din tolele unei alte mașini.

Arborele este învelit într-un material izolator pe care se fixează polii feromagnetici rotorici.

Înfășurarea de excitație este formată din două bobine de formă inelară plasate în ferestrele pachetelor de tole.

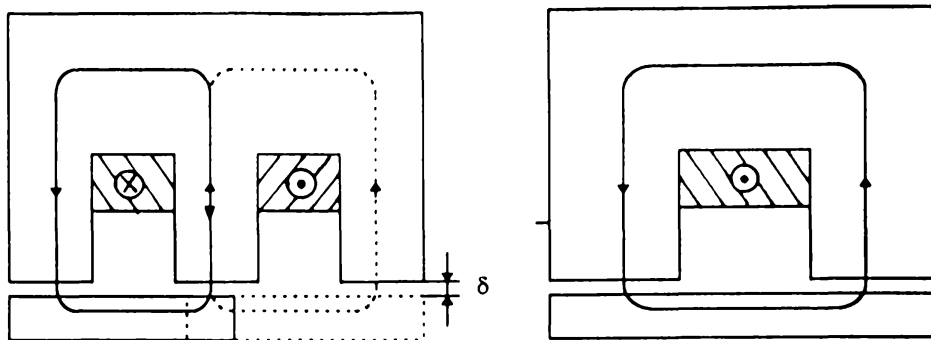


Fig. 4.1

Înfășurarea indusului este de tipul în trei straturi din care în fiecare creștătură sunt ocupate doar două.

Fiecare pachet de tole este strâns cu ajutorul unor cleme, iar pachetele de tole se rigidizează între ele cu două inele de fixare și cu ajutorul unor tije filetate (fig. 4.2)

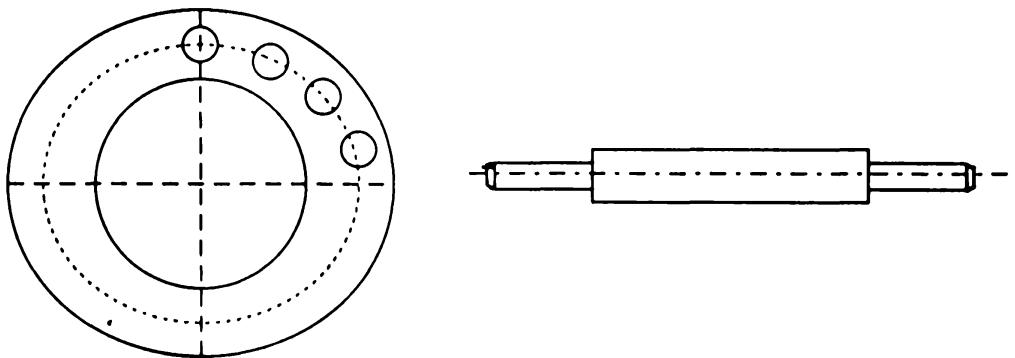


Fig. 4.2

Înfășurarea indusului este plasată în creștăturile deschise formate de pachetele de tole alăturate (fig. 3.3).

## **4.2 Datele de proiectare ale modelului experimental**

Datele de proiectare ale modelului experimental sunt:

- puterea aparentă nominală

$$S_N = 5 \text{ kVA};$$

(4.1)



- turația de sincronism

$$n_1 = 1000 \frac{\text{rot}}{\text{min}}; \quad (4.2)$$

- tensiunea nominală de linie

$$U_{1NI} = 380V; \quad (4.3)$$

- frecvența tensiunii induse

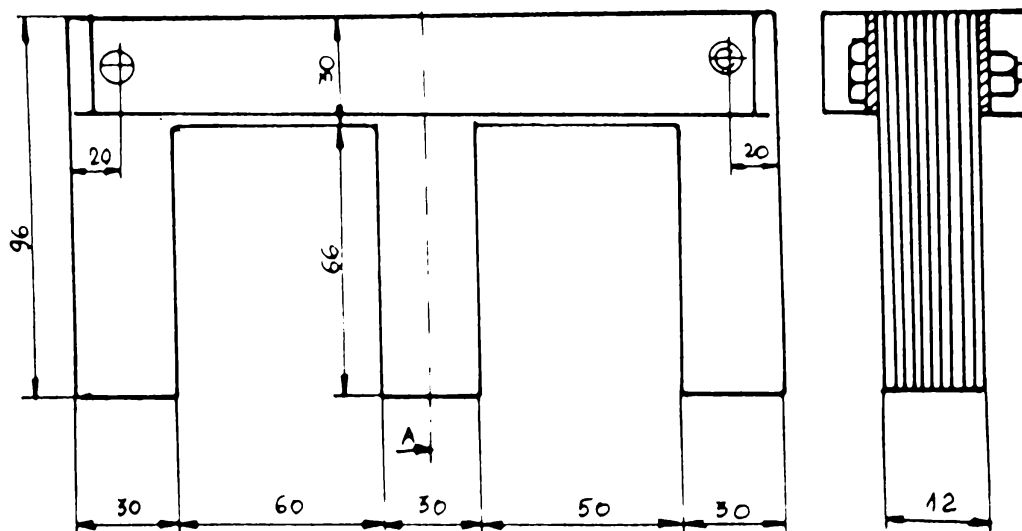
$$f_1 = 50\text{Hz}; \quad (4.4)$$

- diametrul interior statoric

$$D_{is} = 0,27\text{m}. \quad (4.5)$$

### **4.3 Mărimi geometrice ale modelului experimental**

Circuitul feromagnetic statoric, format din pachete de tole dispuse longitudinal are următoarele dimensiuni (fig. 4.3)



**Fig. 4.3**

În total avem 36 de pachete de tole fixate cu ajutorul inelelor de fixare prezentate în figura 4.4

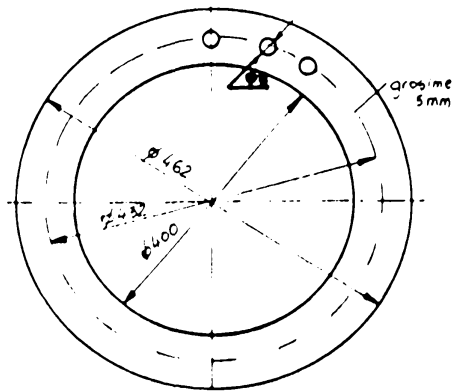


Fig. 4.4

Tolele sunt fixate în pachete de tole distincte cu ajutorul unor platbenzi strânse între ele cu șuruburi nemagnetice. Platbenzile se îndoaie la ambele capete și cu ajutorul lor se rigidizează pachetul de tole de inelul de fixare (fig. 4.5)

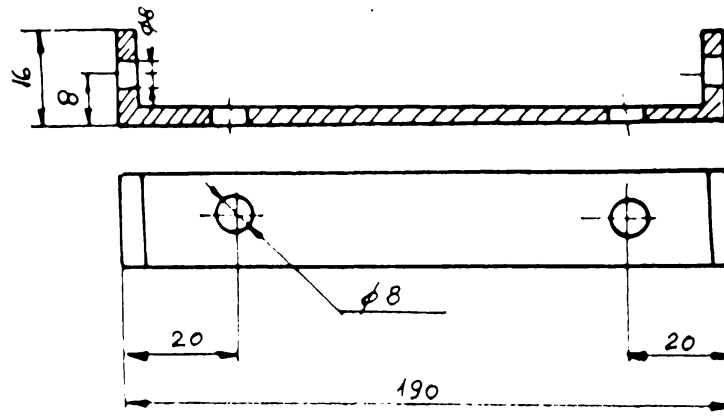


Fig. 4.5

În figura 4.6 se prezintă schematic modul de fixare al pachetelor de tole unele față de altele.

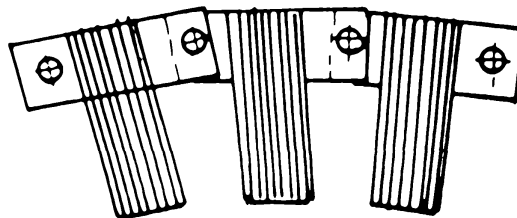


Fig. 4.6

Înfășurarea de excitație, formată din două bobine inelare înseriate, este plasată în fundul ferestrelor tolei (fig. 4.7)

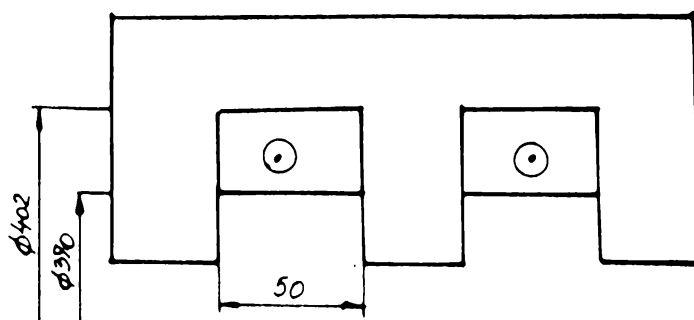
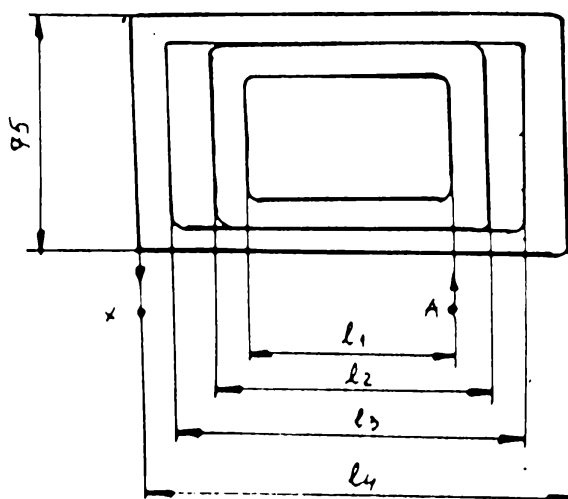


Fig. 4.7

La modelul homopolar nu avem alimentată decât una din bobinele de excitație. Bobinele au fiecare câte 297 spire, din conductor profilat cu dimensiunile  $4 \times 1,2 \text{ mm}^2$ . Rezistența unei bobine este de  $2 \Omega$ .

Forma unei bobine a înfășurării indusului este prezentată în figura 4.8 Tot aici sunt prezentate dimensiunile bobinelor dacă ele sunt plasate în straturile  $s_1, s_2$  sau  $s_3$ .



	$l_1$ [cm]	$l_2$ [cm]	$l_3$ [cm]	$l_4$ [cm]
$s_1$	55	70	120	140
$s_2$	60	75	125	145
$s_3$	65	80	130	150

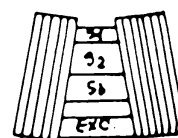


Fig. 4.8

Numărul de creștături pe pol și fază este  $q = 2$ , iar numărul de spire pe bobină este 50. Avem în total 18 bobine pe fază la varianta a) (model heteropolar) și 12 bobine pe fază la varianta b) (model homopolar).

Diametrul conductorului de Cu folosit la realizarea înfășurării indusului este de 1,15mm.

Rezistența înfășurării unei faze este de  $2,7\Omega$  în cazul a) și  $1,8\Omega$  în cazul b).

Schema de bobinaj este prezentată în figura 4.9.

La cutia de borne avem scoase capetele bobinelor de excitație și capetele înfășurării indusului de pe fiecare picior al tolei.

Pentru studiul câmpului pe un pas polar s-au introdus bobine sondă, în număr de 12, cu un diametru al conductorului de Cu de 0,1mm.

	S <sub>1</sub>	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35		
	P <sub>1</sub>	A	A		A'	A'A'	A'		A	A A	A		A'	A'A'	A'	A	A A	A		A'	A'A'	A'	A	A A	A		A'	A'A'	A'	A	A A	A		A'	A'A'	A'	A	
	S <sub>2</sub>		B	B B	B		B'	B'B'	B'		B	B B	B		B'	B'B'	B'		B	B B	B		B'	B'B'	B'		B	B B	B		B'	B'B'	B'		B	B B	B	
	S <sub>3</sub>	C	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C
	P <sub>2</sub>	B	B		B'	B'B'	B'		B	B B	B		B'	B'B'	B'	B	B B	B		B'	B'B'	B'	B	B B	B		B'	B'B'	B'	B	B B	B		B'	B'B'	B'	B	
	S <sub>2</sub>		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C	
	S <sub>3</sub>	A	A'A'	A'		A	A A	A		A'	A'A'	A'		A	A A	A		A'	A'A'	A'		A	A A	A		A'	A'A'	A'	A	A A	A		A'	A'A'	A'	A	A A	A
	P <sub>3</sub>	C	C		C'	C'C'	C'		C	C C	C		C'	C'C'	C'	C	C C	C		C'	C'C'	C'	C	C C	C		C'	C'C'	C'	C	C C	C		C'	C'C'	C'	C	
	S <sub>2</sub>		A	A A	A		A'	A'A'	A'		A	A A	A		A'	A'A'	A'		A	A A	A		A'	A'A'	A'		A	A A	A		A'	A'A'	A'		A	A A	A	
	S <sub>3</sub>	B	B'B'	B'		B	B B	B		B'	B'B'	B'		B	B B	B		B'	B'B'	B'		B	B B	B		B'	B'B'	B'	B	B B	B		B'	B'B'	B'	B	B B	B

Fig. 4.9

Poli feromagnetici sunt din fier masiv, dimensiunile acestora fiind prezentate în figura 4.10.

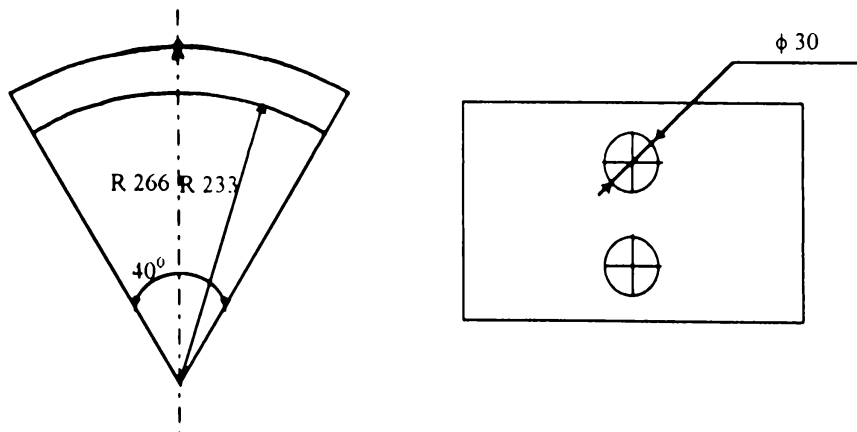


Fig. 4.10

#### **4.4 Etapele tehnologice de realizare ale mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică**

Pentru construcția unei mașini sincrone homopolare reactive cu excitație statorică trebuie urmate următoarele etape tehnologice:

- stanțarea tolelor;
- debitarea, găurirea și îndoirea platbenzilor de strângere a pachetelor de tole;
- formarea și strângerea pachetelor de tole;
- debitarea și filetarea capetelor la tijele de fixare;
- executarea bobinei de excitație;
- executarea bobinelor înfășurării indusului;
- executarea arborelui;
- executarea carcasei și a scuturilor;
- executarea lagărelor;
- executarea polilor feromagnetici și a creștăturilor pentru înfășurarea de amortizare;
- se montează pe inele cu ajutorul tijelor filetate cam 25% din numărul total al pachetelor de tole, se introduc izolațiile față de pachetele de tole apoi se introduce în fereastră bobina de excitație;
- se montează în continuare pachetele de tole până la epuizarea lor;
- se rigidizează ansamblul;
- se introduc izolațiile de creștătură, pentru înfășurarea indusului;
- se introduce bobinajul indusului, efectuând legăturile între bobinele aceleiași faze;
- se impregnează ansamblul;
- se introduce și se rigidizează în carcasă;
- se introduce stratul izolator pe arbore;
- se introduc barele înfășurării de amortizare în creștăturile polilor feromagnetici rotorici;
- se montează poli feromagnetici pe arbore;
- se realizează colivia de amortizare prin lipirea inelelor de scurtcircuitare;
- se realizează legăturile între cele două înfășurări și cutia de borne;
- se montează ansamblul rotor în lagăre și se strâng scuturile;

Prin introducerea unor astfel de mașini în fabricație curentă și tehnologia de fabricație va putea fi îmbunătățită.

## 4.5 Descrierea sistemului de achiziție și prelucrare a datelor

În figura 4.11 se prezintă schema bloc a sistemului de achiziție de date cu ajutorul calculatorului

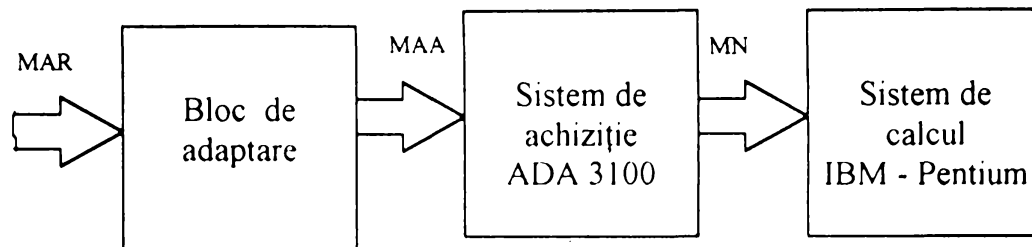


Fig. 4.11

unde: MAR - mărimi analogice reale;

MAA -mărimi analogice adaptate pentru prelucrarea de către sistemul de achiziție;

MN - mărimi convertite sub formă numerică.

### 4.5.1 Blocul de adaptare

Blocul de adaptare are rolul de atenuare a amplitudinii semnalelor analogice care se doresc a fi achiziționate (atât curentul cât și tensiunea).

Pentru curent se folosesc traductoare de tip LEM SA CH 1228 care permit transformarea semnalelor de curent cu valori cuprinse între 0 și 50 A în semnale de tensiune cu amplitudine cuprinsă între 0 și  $\pm 10$  V (prin trecerea curentului de ieșire printr-o rezistență cu valoarea de 100  $\Omega$ ).

Aceste traductoare permit reducerea valorii atât pentru curent alternativ cât și pentru curent continuu.

Pentru semnalul de tensiune sunt necesare la intrare divizoare cu rezistență de putere. În funcție de valoarea tensiunii se conectează intrarea la anumite borne, unde se știe că se realizează un anumit raport de divizare.

Semnalul obținut la ieșirea din divizor care este de  $\pm 10$  V sau  $\pm 5$  V este introdus într-un separator galvanic de tip ISO 122 JD la a cărui ieșire va rezulta un semnal de  $\pm 10$  V sau  $\pm 5$  V.

Separatorul galvanic necesită o alimentare la  $\pm 15$  V obținută cu ajutorul unor surse de tip CINCON EC1C05, care la rândul lor se alimentează la  $\pm 5$  V prin intermediul plăcii de achiziție de la calculator.

Traductoarele sunt fixate pe o placă de bază. Semnalele se introduc cu ajutorul bananelor sau papucilor de cablu în șirul de borne, iar semnalele de ieșire se culeg la priza multiplă. Legătura între blocul de adaptare și sistemul de achiziție de date se face prin intermediul unui conductor de tip panglică.

În fig. 4.12 se prezintă schematic blocul de adaptare, unde:

- SB este șirul de borne;
- LEM 1,2,3 sunt traductoare de curent;
- ISO 1,2,3 sunt traductoare de tensiune;
- CINCON 1,2,3 sunt surse de alimentare cu  $\pm 15$  V a traductoarelor ISO;
- D 1,2,3 sunt divizoare de tensiune;
- PM este priza multiplă.

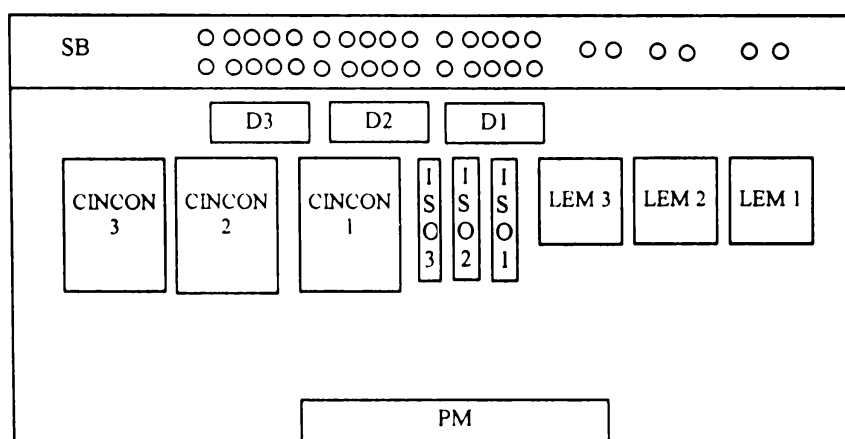


Fig. 4.12

#### 4.5.2 Sistemul de achiziție ADA 3100

Pentru achiziția semnalelor analogice s-a folosit un sistem cu placă de achiziție ADA 3100 care are următoarele facilități:

- opt canale analogice de intrare diferențiale sau cu masă comună;
- frecvența de conversie A/D este de 200 kHz;
- conversia se face în cuvinte de 12 biți care pot fi citite sau transferate direct în memoria calculatorului;
- posibilitatea de amplificare a semnalului la intrare de 2,4,8,16 ori sau posibilitatea de amplificare reglabilă printr-un potențiomtru;
- posibilitatea de acces direct la memoria calculatorului (DMA);

- interfață tampon (FIFO) de 8 kbiți;
- opt canale de intrare și opt canale de ieșire numerică;
- contoare de timp pe 16 biți pentru diferite aplicații;
- două ieșiri D/A pe 12 biți;
- domeniile de ieșire analogică sunt:  $\pm 5\text{ V}$ ;  $\pm 10\text{ V}$ ;  $0 \div 5\text{ V}$ ;  $0 \div 10\text{ V}$ ;
- posibilitate de programare în limbajele BASIC, Turbo Pascal, Turbo C;
- nivelul tensiunilor analogice de intrare este de  $\pm 5\text{ V}$ ;  $\pm 10\text{ V}$  sau  $0 \div 10\text{ V}$ .

#### 4.5.3 Achiziționarea și prelucrarea datelor

Pentru a putea folosi cel mai ușor facilitățile achiziției de date s-au folosit programe soft dedicate: SIGNAL\*MATH și SIGNAL\*VIEW. Cu ajutorul acestor programe avem posibilitatea achiziționării de date din procesul real, putem importa date de la un alt program și putem reprezenta anumite funcții introduse prin editor sau construite în editor.

Pentru achiziția de date din proces a fost necesar un program suplimentar (specific plăcii ADA 3100) numit driver rtd Linx și care permite cu ușurință programarea plăcii prin soft și utilizarea tuturor facilităților ei.

Prin program se pot face următoarele prelucrări:

- procesarea semnalelor digitale prin metode de filtrare;
- transformate Fourier rapide;
- reprezentări bi și tridimensionale;
- prelucrări statistice;
- generare de semnale;
- import de fișiere;
- generare de funcții complexe;
- achiziție de date.

#### 4.6 Prezentarea mașinii și a ansamblului experimental

În fig. 4.13 se prezintă ansamblul stator înainte de introducerea bobinajului indusului.



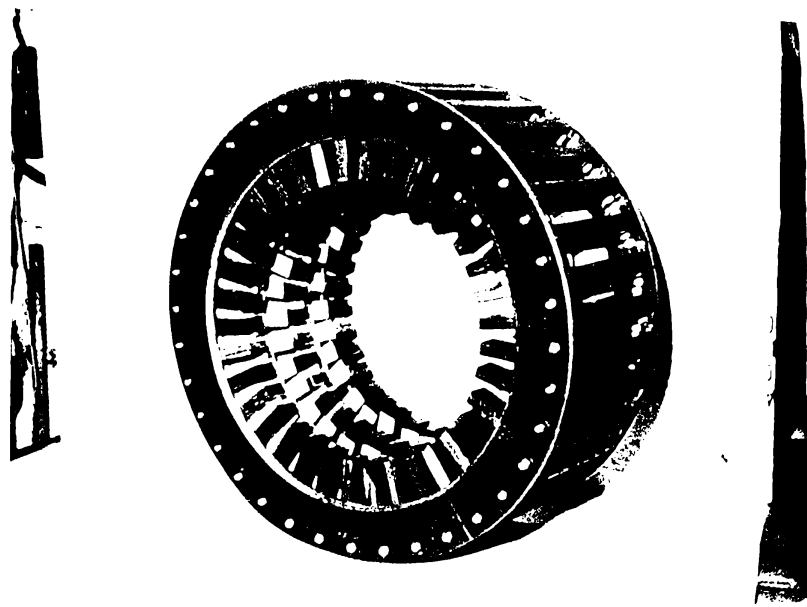


Fig. 4.13

În fig. 4.14 se prezintă ansamblul rotor al modelului experimental, fără colivie de amortizare în varianta heteropolară

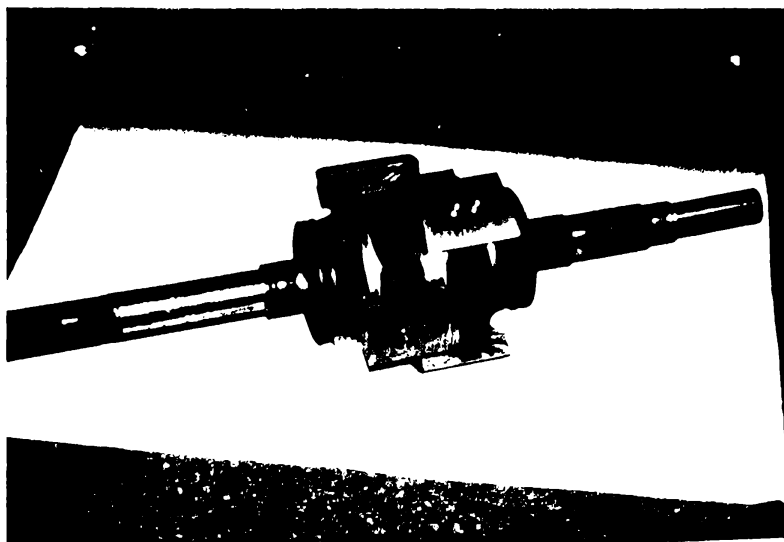


Fig. 4.14

În figura 4.15 se prezintă mașina sincronă în variantă heteropolară în timpul încercărilor pe standul de probă.



Fig. 4.15

În fig. 4.16 se prezintă mașina sincronă în variantă homopolară în timpul încercărilor pe standul de probă

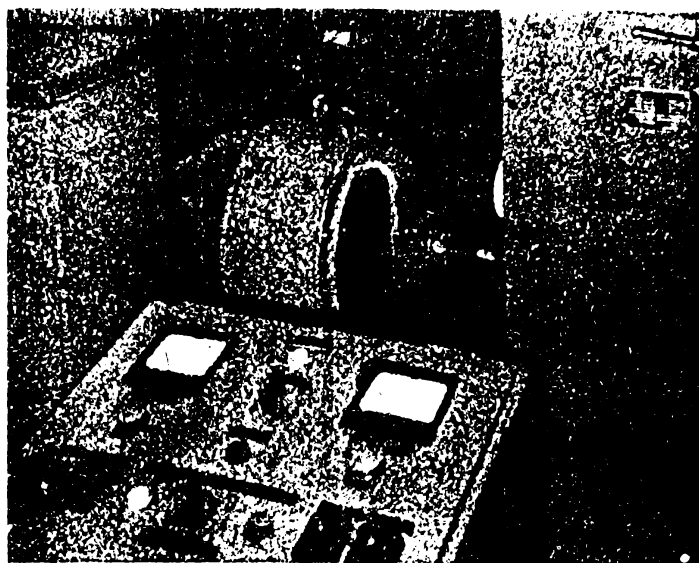


Fig. 4.16

În figura 4.17 se prezintă placa pentru adaptarea semnalelor în vederea achiziționării cu ajutorul calculatorului



Fig. 4.17

## 4.7 Concluzii

În acest capitol se prezintă concepția și realizarea ansamblului experimental format din modelul experimental al mașinii în variantă homopolară și heteropolară cu o putere de 5kVA și sistemul de achiziție și prelucrare a datelor compus din blocul de adaptare a semnalelor, placa de achiziție și softul de achiziție și prelucrare a datelor.

Pe baza calculului de proiectare și ținând cont de greutatea și neajunsurile întâmpinate la realizarea practică a mașinii se propune o tehnologie pentru construcția mașinilor sincrone homopolare reactive cu excitație statorică.

Se consideră drept contribuții originale următoarele:

- concepția modelului experimental în variantă homopolară și heteropolară și realizarea practică a acestuia (paragrafele 4.1, 4.2, 4.3);
- conceperea etapelor tehnologice de realizare a unei mașini sincrone homopolare reactive cu excitație statorică (paragraful 4.4);
- conceperea și realizarea unui sistem de achiziție și prelucrare a datelor (paragraful 4.5).

Cu ajutorul modelului experimental conceput și construit se pot efectua încercările experimentale.

## 4.8 Bibliografie

1. Deaconu, S., *The reactive synchronous homopolar machine functioning in stationary regime*, Buletinul Științific și Tehnic al U.P.T., Tom 40 (54), Mecanică Agricolă - Metalurgie, Fascicola 1,2, Timișoara, 1995
2. Deaconu, S., *Agregat monorotor cu excitație statorică*, Tehnologii și echipamente tehnologice industriale, Hunedoara, 1992
3. \* \* \*, *Manual de utilizare a plăcii de achiziție Ad 3100/ADA3100*, Real Time Devices, Inc.
4. \* \* \*, *The first book of SIGNAL\*MATH*, Interactive Digital Signal Processing Software
5. \* \* \*, *Signal VIEW*, User's Manual and Reference Guide, Data Acquisition and Monitoring Software, Version 1.2
6. \* \* \*, *rtd Linx Driver*, Reference Manual, With Examples in Turbo Pascal, Version 3.01

## 5 REZULTATE EXPERIMENTALE

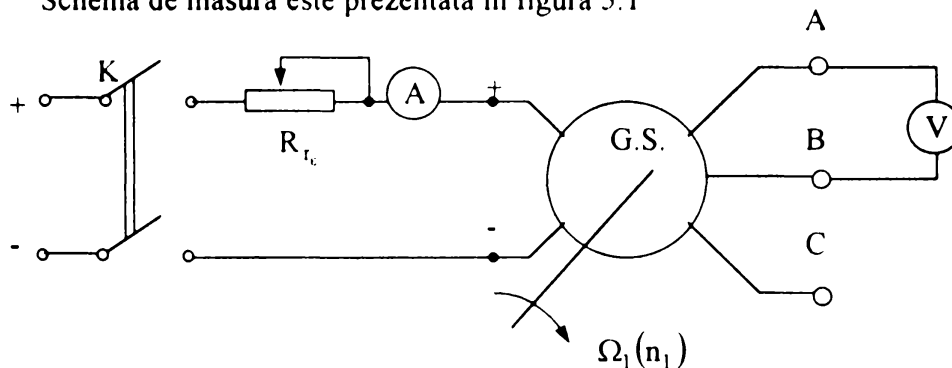
### 5.1 Determinarea caracteristicilor mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică în regim autonom

S-au efectuat încercările standardizate (conform STAS 1893-65) pentru funcționarea unei mașini sincrone, ca generator, în regim autonom:

- încercarea la mers în gol;
- încercarea la mers în scurtcircuit;
- încercarea la mers în sarcină;
- ridicarea caracteristicii externe;
- ridicarea caracteristicii de reglare.

#### Încercarea la mers în gol

Schema de măsură este prezentată în figura 5.1



**Fig. 5.1**

Viteza unghiulară de rotație, conform datelor modelului experimental corespunde unei turații  $n_1 = 1000 \frac{\text{rot}}{\text{min}}$ .

$$\Omega_1 = \frac{2\pi \cdot n_1}{60} = \frac{2\pi \cdot 1000}{60} = 104,72 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (5.1)$$

Valorile măsurate sunt prezentate în tabelul 5.1.

**Tabelul 5.1**

$I_E$ [A]	0	2,5	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$U_{eo}$ [V]	5,2	56,3	86,6	126,4	155,9	213	238,2	266,7	299,6	320,4	337,7	351,6
$I_E$ [A]	13	14	15	16	16,5	17	18	19	20			
$U_{eo}$ [V]	368,9	377,6	386,2	389,7	391,4	396,6	403,6	412,2	419,2			

Caracteristica de funcționare în gol este prezentată în figura 5.2.

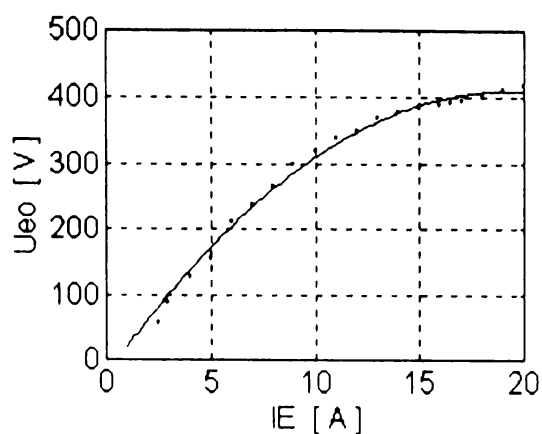


Fig. 5.2

Încercarea la mers în scurtcircuit

Schema de măsură este prezentată în figura 5.3

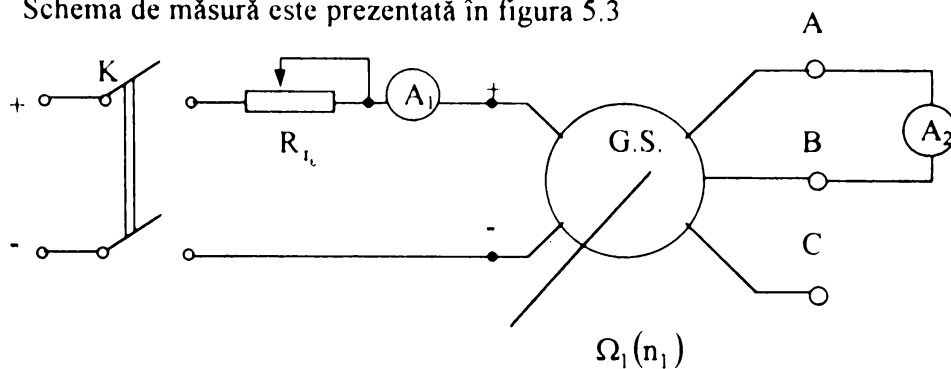


Fig. 5.3

Valorile măsurate sunt prezentate în tabelul 5.2.

Tabelul 5.2

$I_E$ [A]	0	2,5	5	7	9	11	12	13
$I_{sc}$ [A]	0	0,8	2,17	3,27	4,25	5,1	5,5	6
$I_E$ [A]	14	15	16,5	17	18	19	20	
$I_{sc}$ [A]	6,6	7,2	7,8	8	8,9	9,1	9,6	

Caracteristica de funcționare în scurtcircuit este prezentată în figura 5.4.

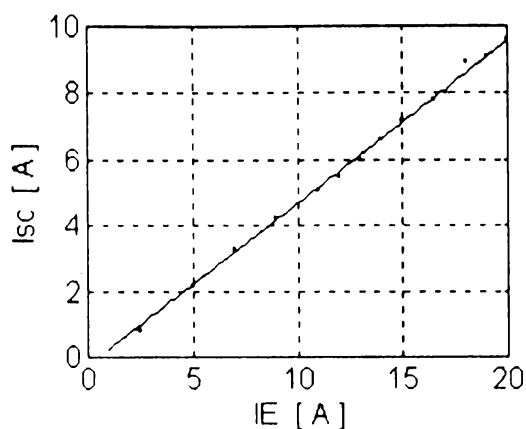


Fig. 5.4

Încercarea la mers în sarcină

Schema de măsură este prezentată în fig. 5.5.

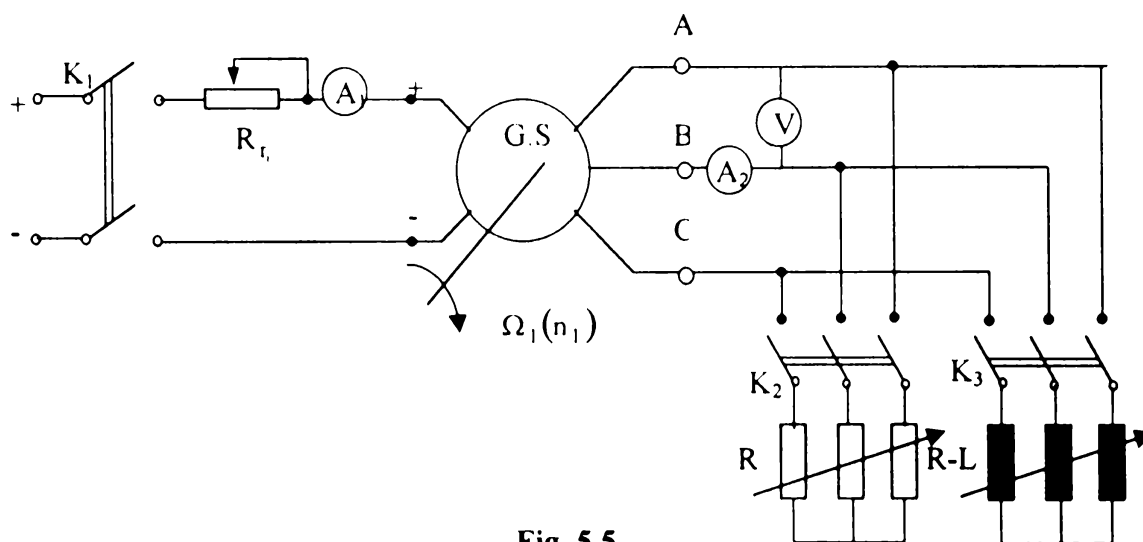


Fig. 5.5

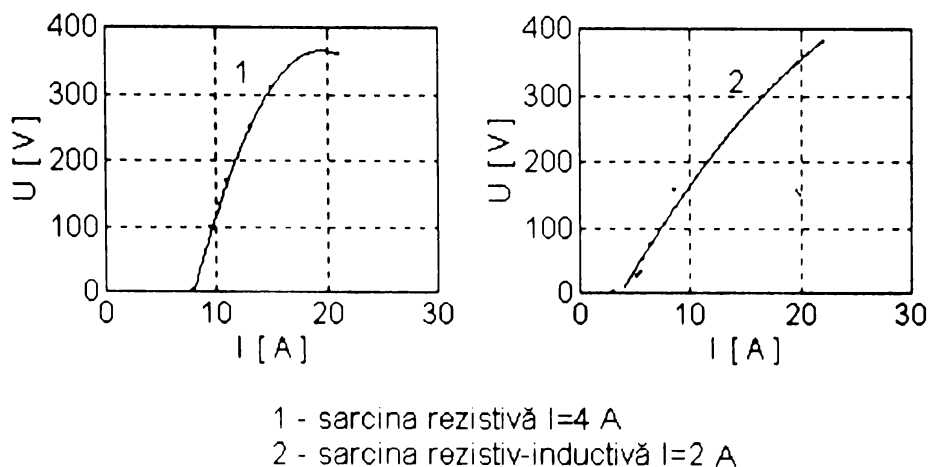
Valorile măsurate sunt prezentate în tabelul 5.3.

Tabelul 5.3

Sarcină rezistivă I = 4A	U [V]	0	100	170	250	310	360	
	IE [A]	8	9,5	11	13,1	15	21	
Sarcină rezistiv-inductivă I = 2A	U [V]	0	25	32	50	72	157	380
	IE [A]	3	5,3	5,6	5,7	6,4	8,6	22



Caracteristicile de funcționare în sarcină la curenții  $I$  specificați sunt prezentate în fig. 5.6.



**Fig. 5.6**

### Caracteristica externă

Schema de măsură este prezentată în fig. 5.5. S-a considerat doar sarcina rezistivă și rezistiv-inductivă, deoarece acesta este cazul cel mai întâlnit în practică pentru caracterul sarcinii.

Valorile măsurate sunt prezentate în tabelul 5.4.

**Tabelul 5.4**

Sarcină rezistivă $I_E = 12A$	374	370	367	363	360	356		
	0	2,5	3,55	4,22	4,62	4,87		
Sarcină inductivă $I_E = 12A$	374	371	365	360	355	351	345	340
	0	2,5	3,55	4,22	4,62	4,87	5	5,3

Caracteristicile externe la curenții  $I_E$  specificați sunt prezentate în fig. 5.7.

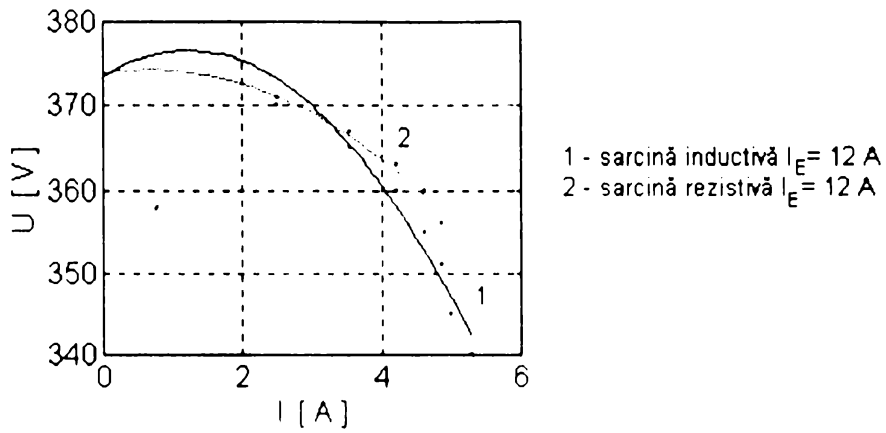


Fig. 5.7

Caracteristica de reglare

Schema de măsură este prezentată în fig. 5.5.

Valorile măsurate sunt prezentate în tabelul 5.5.

Tabelul 5.5

Sarcină rezistivă $U = 350 \text{ V}$	$I_E \text{ [A]}$	4,3	5,7	7,3	8,6	11,8	13,5	14,3
	$I \text{ [A]}$	0	1,18	2,4	3,12	4,78	5,5	5,9
Sarcină inductivă $U = 350 \text{ V}$	$I_E \text{ [A]}$	5,4	6,25	8,3	10	12,5		
	$I \text{ [A]}$	0,02	0,88	1,89	2,72	3,88		

Caracteristicile de reglare la tensiunea  $U = 350 \text{ V}$  sunt prezentate în fig. 5.8.

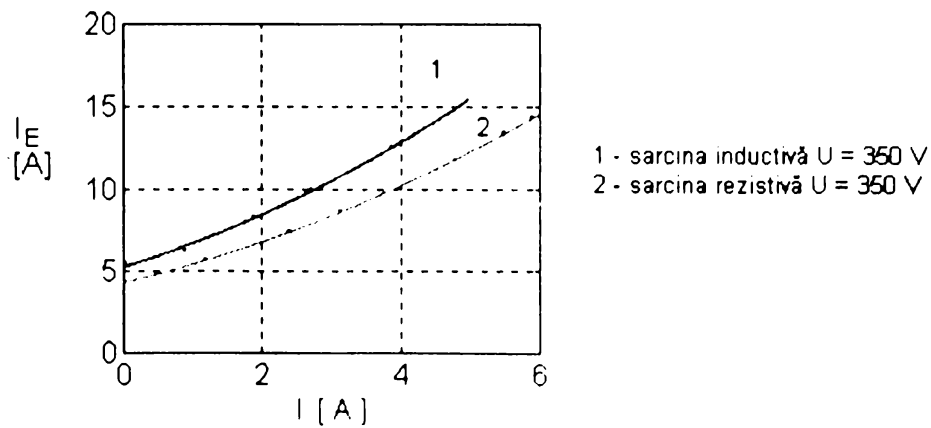


Fig. 5.8

## 5.2 Determinarea reactanțelor sincrone și a reactanțelor supratranzitorii

### Determinarea reactanțelor supratranzitorii

Schema de măsură este prezentată în fig. 5.9.

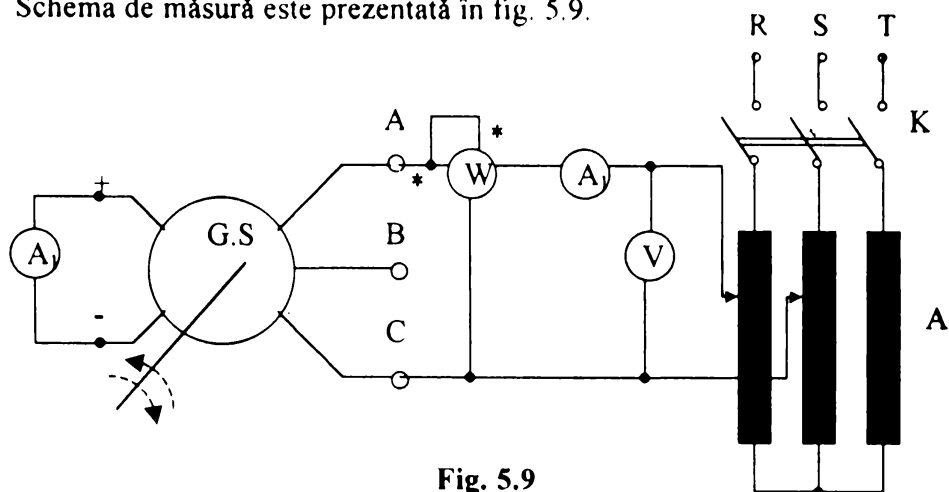


Fig. 5.9

Înfășurarea de excitație este scurtcircuitată printr-un ampermetru. Înfășurarea indusului este alimentată de la o sursă cu tensiune redusă (autotransformatorul) între două faze, A și C.

Rotorul este în repaus și cu mâna se rotește ușor într-o parte sau alta în așa fel încât să se obțină minimul, respectiv maximum curentului prin înfășurarea de excitație.

În poziția în care curentul prin excitație este maxim se obține trecerea prin axa longitudinală d a mașinii, iar în poziția în care curentul prin excitație este minim se obține trecerea prin axa transversală q a mașinii.

Valorile măsurate în cele două axe sunt prezentate în tabelul 5.6.

Tabelul 5.6

Axa d	U [V]	120	140	160	180	200
	$I_E$ [A]	0,9	0,92	0,935	0,946	0,96
	I [A]	2,08	2,29	2,55	2,85	3,15
	P [W]	75	89,2	96,9	119	135,2
Axa q	U [V]	120	140	160	180	200
	$I_E$ [A]	0,01	0,011	0,013	0,015	0,018
	I [A]	2,12	2,35	2,6	2,92	3,4
	P [W]	74,5	87,9	102,1	118	135,3

Reactanțele supratranzitorii și rezistențele corespunzătoare se calculează cu relațiile:

$$X_d'' = \sqrt{\left(\frac{U}{2I}\right)^2 - \left(\frac{P}{2I^2}\right)^2}, \quad (5.2)$$

$$X_c'' = \sqrt{\left(\frac{U}{2I}\right)^2 - \left(\frac{P}{2I^2}\right)^2}, \quad (5.3)$$

$$R_d'' = \frac{P}{2I^2}, \quad (5.4)$$

$$R_q'' = \frac{P}{2I^2} \quad (5.5)$$

Valorile calculate pentru reactanțele și rezistențele supratranzitorii sunt prezentate în tabelul 5.7.

Tabelul 5.7

$X_d''$ [ $\Omega$ ]	27,51	29,36	30,47	30,71	31,74
$X_q''$ [ $\Omega$ ]	27,06	28,7	29,82	30,03	28,82
$R_d''$ [ $\Omega$ ]	8,666	8,5	7,45	7,32	6,81
$R_q''$ [ $\Omega$ ]	8,28	7,958	7,55	6,91	5,85

Caracteristicile  $X_d'' = f(I)$ ,  $X_q'' = f(I)$ ,  $R_d'' = f(I)$ ,  $R_q'' = f(I)$  sunt prezentate în fig. 5.10.

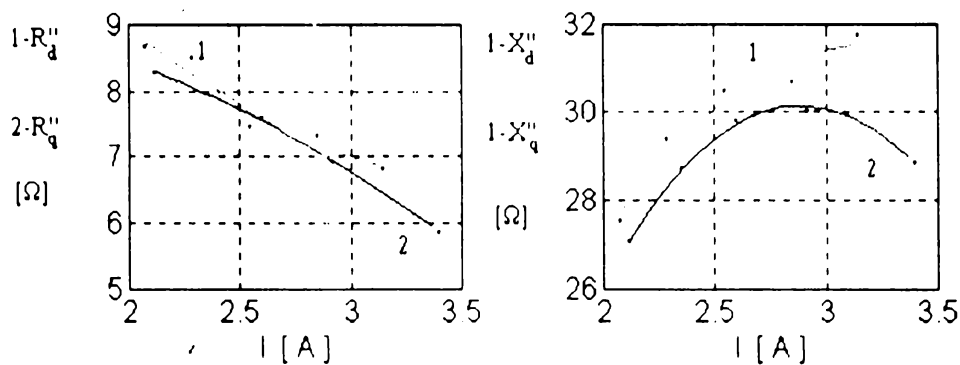


Fig. 5.10

#### Determinarea reactanței sincrone longitudinale

Pe baza încercărilor la funcționarea în gol și la funcționarea în scurtcircuit se pot determina tensiunea electromotoare indusă  $U_\omega$  la anumiți curenți de excitație din caracteristica de gol și la aceiași curenți de excitație se determină curenții de scurtcircuit.

Ținând cont de ecuațiile mașinii:

$$U_{eo} - X_d \cdot I_d - R_s \cdot I_q = U \cos \vartheta, \quad (5.6)$$

$$X_q \cdot I_q - R_s \cdot I_d = U \sin \vartheta, \quad (5.7)$$

și de faptul că la scurtcircuit  $U = 0$ , rezultă prin neglijarea lui  $R_s$ :

$$I_{sc} = I_{dsc} = \frac{U_{eo}}{X_d}, \quad (5.8)$$

$$I_{qsc} = 0, \quad (5.9)$$

$$X_d = \frac{U_{eo}}{I_{dsc}}. \quad (5.10)$$

Valorile determinate sunt prezentate în tabelul 5.8.

Tabelul 5.8

$I_E$ [A]	2,5	7	9	11	13	15	17	19	20
$U_{eo}$ [V]	56,3	238,2	299,6	337,7	368,9	386,2	396,6	412,2	419,2
$I_{sc}$ [A]	0,8	3,27	4,25	5,1	6	7,2	8	9,1	9,6
$X_d$ [ $\Omega$ ]	70,37	72,8	70,49	66,2	61,48	53,6	49,6	45,3	43,7

În figura 5.11 este prezentată dependența lui  $X_d$  în funcție de curentul de excitație.

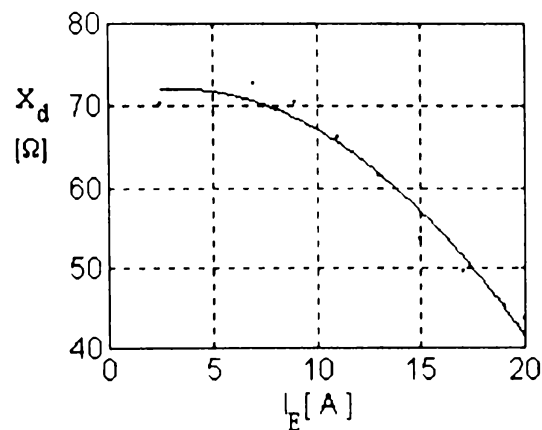


Fig. 5.11

### Determinarea reactanței sincrone transversale

Reactanța sincronă transversală s-a determinat prin metoda alunecărilor mici [6]. Schema de măsură este prezentată în fig. 5.12.

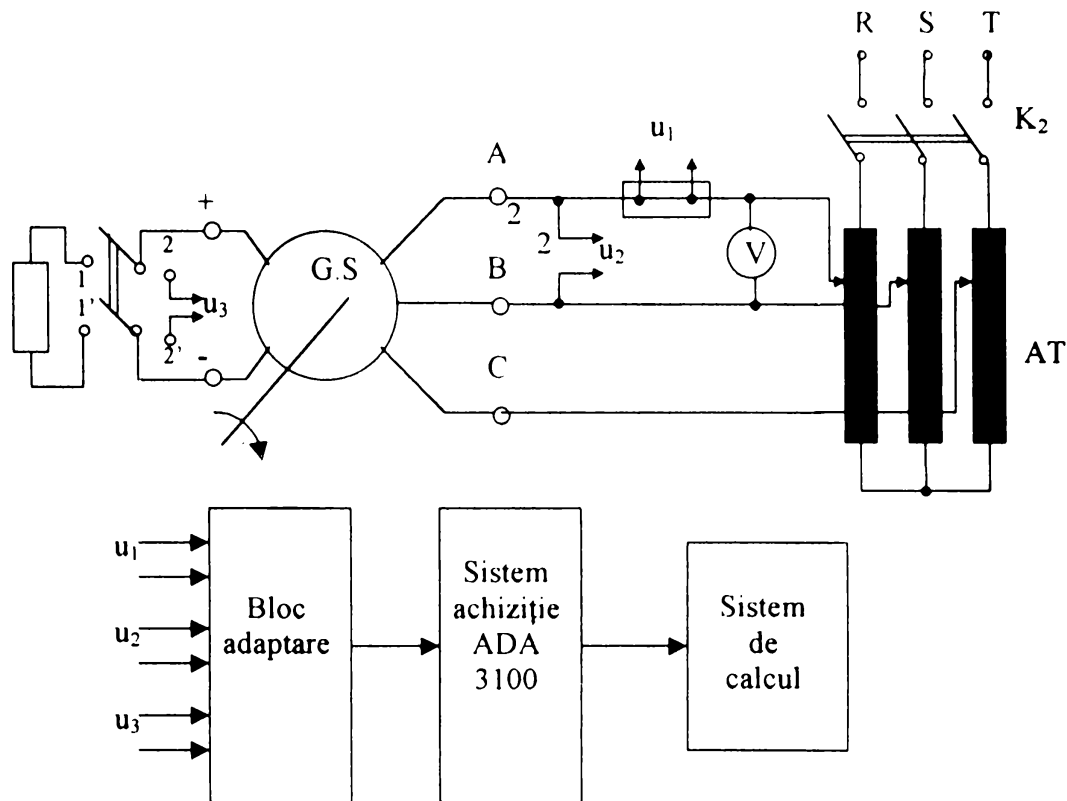
Mașina este antrenată cu viteza unghiulară  $\Omega$ , astfel încât alunecarea:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}, \quad (5.11)$$

să nu depășească valoarea 0,01.

La conectarea și deconectarea lui  $k_2$ , comutatorul  $k_1$  trebuie să se găsească pe poziția 1-1' pentru evitarea apariției de tensiuni periculoase, după care se trece pe poziția 2-2'.

Cu ajutorul blocului de adaptare care aduce valorile semnalelor  $u_1$ ,  $u_2$  și  $u_3$  în limitele impuse de placa de achiziție ( $\pm 10$  V) se achiziționează curentul prin indus, tensiunea de alimentare a indusului și tensiunea indusă în înfășurarea de excitație.



**Fig. 5.12**

Mărimile achiziționate sunt prezentate ca dependență funcție de timp în fig. 5.13 (pentru  $U = 300$  V).

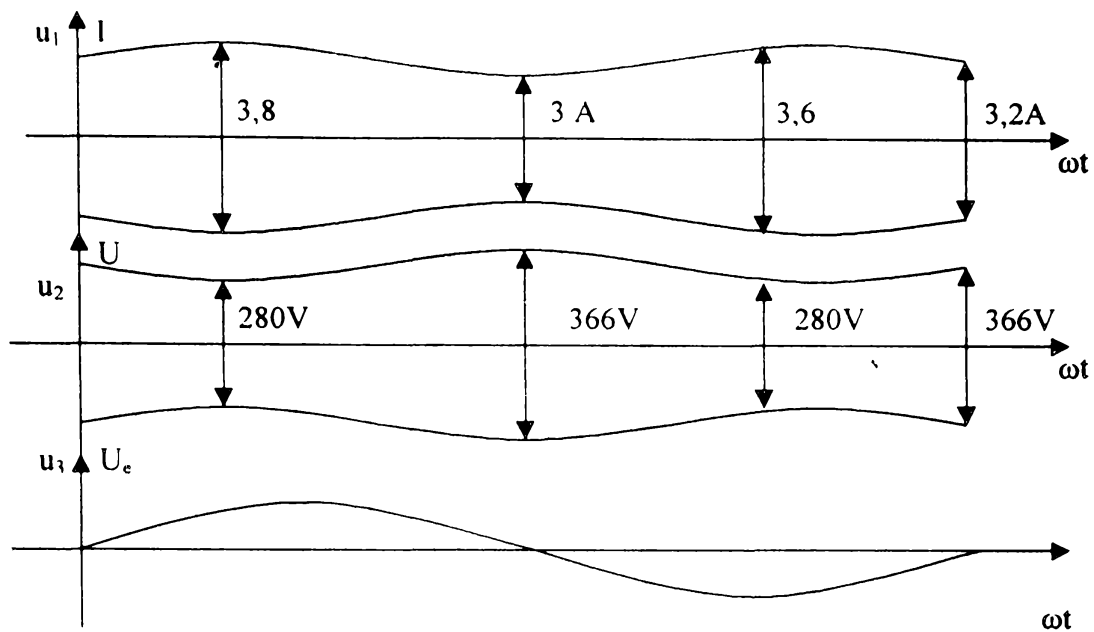


Fig. 5.13

Pentru valoarea maximă a tensiunii  $u_3$  se determină curentul și tensiunea înfășurării induse. Cu aceste valori se obține reactanța transversală pe baza relației:

$$X_q = \frac{U_{\min}}{\sqrt{3} \cdot I_{\max}} \quad (5.12)$$

În tabelul 5.9 se prezintă valorile lui  $X_q$  pentru diferite valori ale tensiunii de alimentare de la autotransformator.

Tabelul 5.9

$X_q$ [ $\Omega$ ]							
U [V]	100	150	200	250	300	350	400

În fig. 5.14 se prezintă dependența  $X_q = f(U)$ .

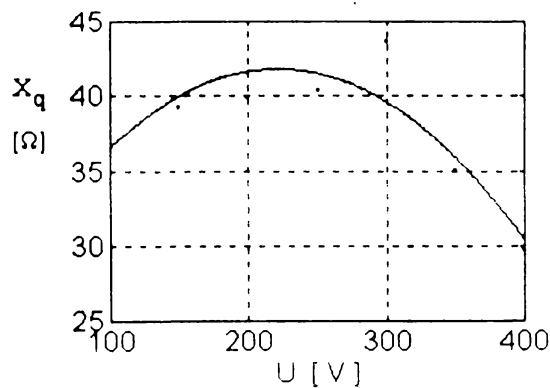


Fig. 5.14

### 5.3 Determinarea rezistenței și reactanței de succesiune inversă

Pentru determinarea acestor mărimi am folosit metoda antrenării în contracâmp. Schema de măsură este prezentată în fig. 5.15.

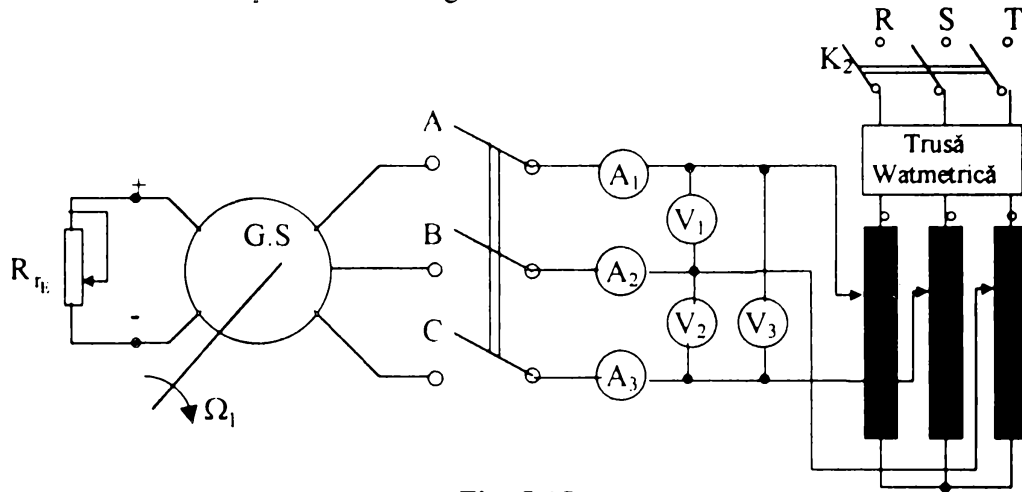


Fig. 5.15

Tensiunea aplicată are valoare redusă, iar succesiunea fazelor este inversată.

Mărimile citite sunt prezentate în tabelul 5.10

$$U = \frac{U_1 + U_2 + U_3}{3}, \quad (5.13)$$

$$I = \frac{I_1 + I_2 + I_3}{3}, \quad (5.14)$$

$$Z_2 = \frac{U}{\sqrt{3} \cdot I}, \quad (5.15)$$

$$R_2 = \frac{P}{3 \cdot I^2}, \quad (5.16)$$

$$X_2 = \sqrt{Z_2^2 - R_2^2}. \quad (5.17)$$

Tabel 5.10

$U_1$ [V]	$U_2$ [V]	$U_3$ [V]	$I_1$ [A]	$I_2$ [A]	$I_3$ [A]	$P$ [W]	$U$ [V]	$I$ [A]	$Z_2$ [Ω]	$R_2$ [Ω]	$X_2$ [Ω]
50	50	50	1,39	1,39	1,39	56	50	1,4	20,61	9,52	18,27
100	100	100	2	2	2	94	100	2,1	27,49	7,1	26,55
200	200	200	2,71	2,74	2,71	140	200	2,72	42,45	6,3	41,97
300	300	300	3,53	3,56	3,53	217	300	3,54	48,92	5,77	48,57
400	400	400	4,485	4,53	4,485	273	400	4,5	51,32	4,49	51,12



În fig.5.16 se prezintă dependența între  $R_2$  și  $X_2$  și curentul prin înfășurarea indusului.

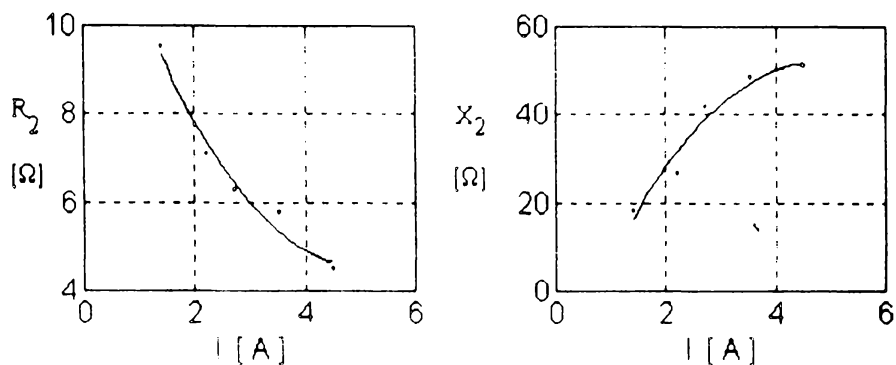


Fig. 5.16

### 5.4 Determinarea rezistenței și reactanței de succesiune homopolară

Pentru determinarea acestor mărimi s-a folosit metoda alimentării monofazate. Schema de măsură este prezentată în fig. 5.17

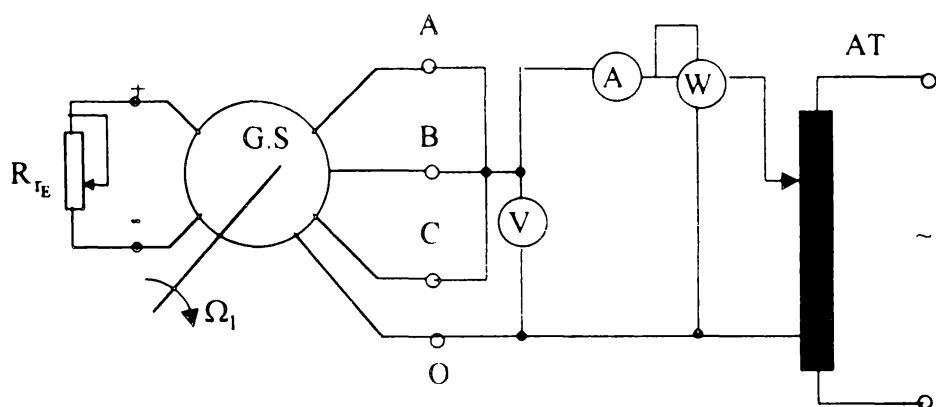


Fig. 5.17

Deoarece sunt disponibile doar capetele de început ale înfășurărilor și conductorul neutru s-au alimentat cele trei faze legate în paralel.

Curentul total prin ampermetru A trebuie să fie în jur de trei ori curentul nominal al înfășurării indusului.

Relațiile de calcul sunt:

$$Z_0 = \frac{3U}{I}, \quad (5.18)$$

$$R_0 = \frac{3P}{I^2}, \quad (5.19)$$

$$X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}. \quad (5.20)$$

Valorile măsurate sunt prezentate în tabelul 5.11. În fig. 5.18 se prezintă variația lui  $X_0$  și  $R_0$  în funcție de curent.

Tabelul 5.11

U [V]	I [A]	P [W]	$R_0$ [ $\Omega$ ]	$Z_0$ [ $\Omega$ ]	$X_0$ [ $\Omega$ ]
50	4,5	140	20,74	33,33	26,09
100	6,8	269	17,45	44,11	40,51
120	7	286	17,51	51,42	48,34
140	7,2	304	17,59	58,33	55,61
160	7,5	330	17,6	64	61,53

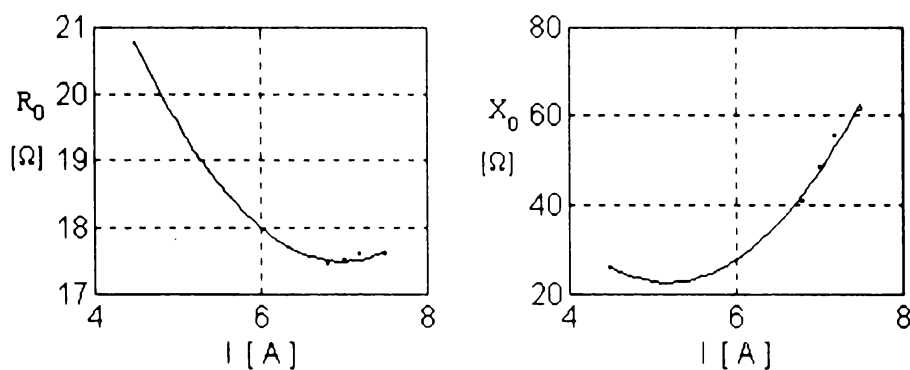


Fig. 5.18

### **5.5 Determinarea raportului de scurtcircuit și a capacității de suprasarcină a mașinii,**

Din caracteristica de funcționare în gol și din caracteristica de funcționare în scurtcircuit se determină curenții:

-  $I_{E0}$  - curentul de excitație la funcționarea în gol pentru care tensiunea indusă are valoarea nominală;

-  $I_{Esc}$  - curentul de excitație corespunzător curentului nominal din înfășurarea indusului pe caracteristica de scurtcircuit.

Raportul de scurtcircuit va avea expresia:

$$R_{sc} = \frac{I_{E0}}{I_{Esc}} = \frac{14,5}{10} = 1,45. \quad (5.21)$$

Ținând cont de factorul de putere nominal

$$\cos\varphi_N = 0,8, \quad (5.22)$$

se poate calcula capacitatea de suprasarcină a mașinii

$$k_M = \sqrt{1 + \left( \frac{I_{E0}}{I_{Esc} \cdot \cos\varphi_N} + \operatorname{tg}\varphi_N \right)^2}, \quad (5.23)$$

$$k_M = \sqrt{1 + \left( \frac{14,5}{10 \cdot 0,8} + \operatorname{tg}\arccos 0,8 \right)^2} = 2,75. \quad (5.24)$$

## 5.6 Determinarea randamentului mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statică

Pentru determinarea curbei randamentului s-a utilizat metoda directă. Schema de măsură este prezentată în fig. 5.19

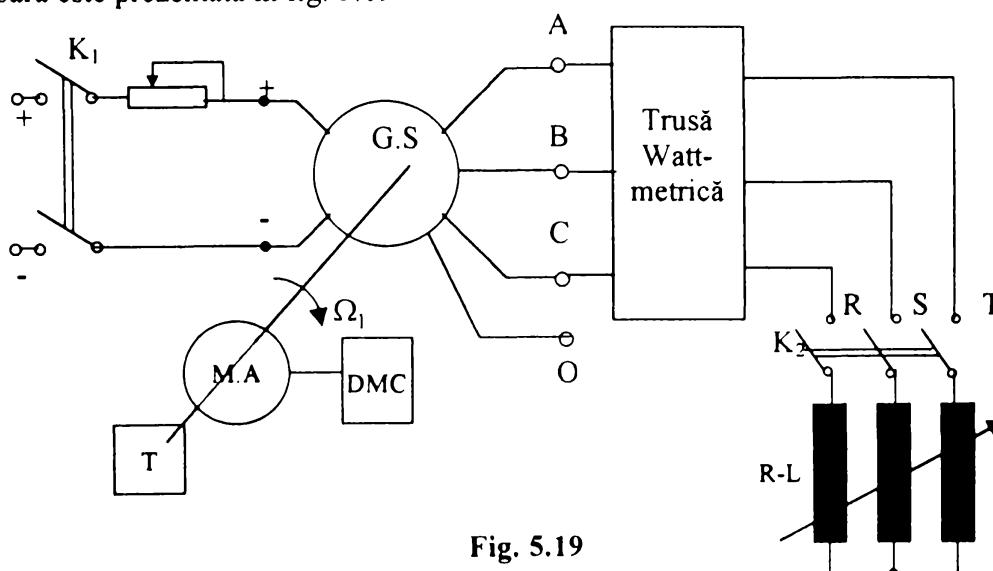


Fig. 5.19

S-a notat:

- MA - mașina de antrenare;
- T - turometru;
- DMC - dispozitiv de măsurare a cuplului.

Expresia randamentului este:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}, \quad (5.25)$$

unde: -  $P_1$  este puterea absorbită de generator pe la arbore;  
 -  $P_2$  este puterea debitată de generator pe la borne.

Puterea  $P_1$  are expresia:

$$P_1 = M \cdot \Omega_1 = M \cdot \frac{2\pi \cdot n_1}{60}. \quad (5.26)$$

În tabelul 5.12 se prezintă mărimile rezultate în urma măsurătorilor.

Tabelul 5.12

$n_1$ [rot/min]	M [N·m]	$P_2$ [W]	$\Omega_1$ [rad/s]	$P_1$ [W]	$\eta$ [%]
1000	1,9	30	104,719	200	15
1000	5,72	282	104,719	600	47
1000	12,41	884	104,719	1300	68
1000	17,66	1424,5	104,719	1850	77
1000	21	1848	104,719	2200	84
1000	23,87	2150	104,719	2500	86
1000	25,78	2241	104,719	2700	83
1000	30,08	2394	104,719	3150	76

În fig. 5.20 se prezintă dependența  $\eta = f(P_2)$ .

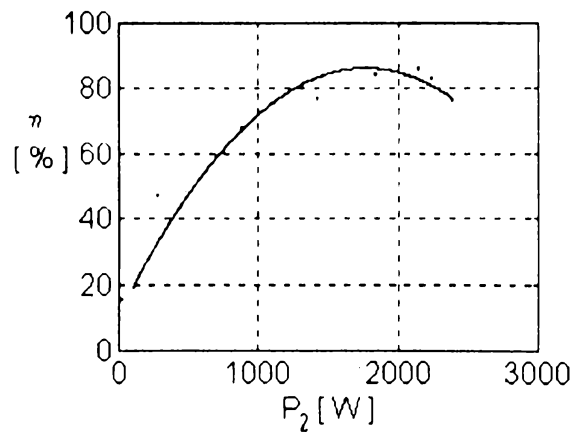


Fig. 5.20

## 5.7 Analiza armonică a curbei tensiunii electromotoare induse la funcționarea în gol și la funcționarea în sarcină

Sistemul de achiziție cu placa ADA 3100 a permis achiziționarea semnalului de tensiune, iar cu ajutorul programelor de prelucrare (SIGNAL\*MATH și SIGNAL\*VIEW) s-a prelucrat acest semnal.

Schema de măsură este prezentată în fig. 5.21

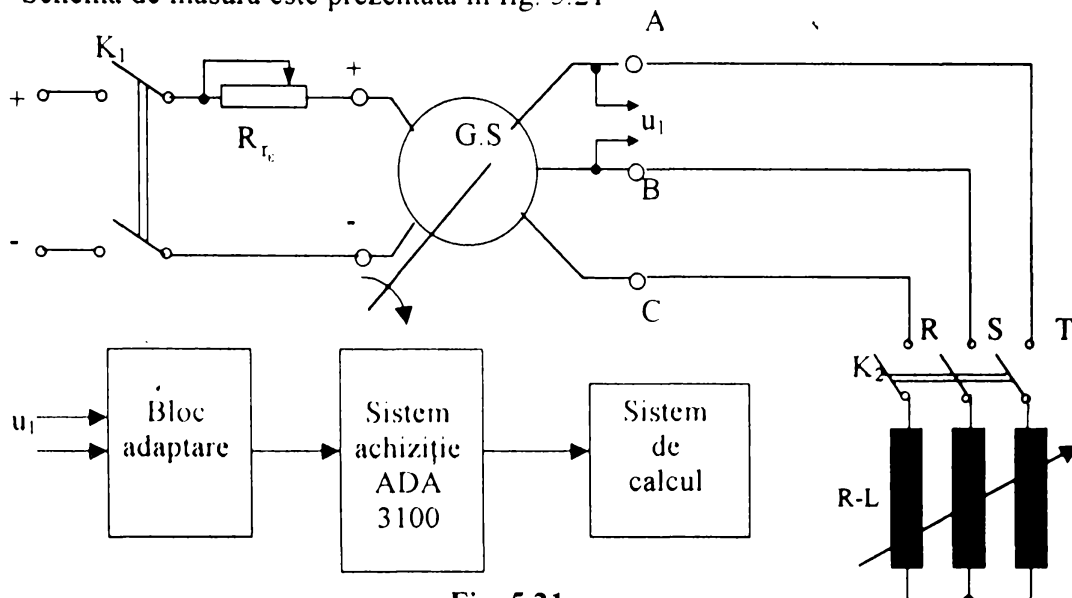


Fig. 5.21

S-a achiziționat semnalul  $u_1$  în cazul funcționării în gol cu excitația parcursă de curentul nominal  $I_{E0}$  și la funcționarea în sarcină cu excitația parcursă de curentul nominal  $I_{EN}$ .

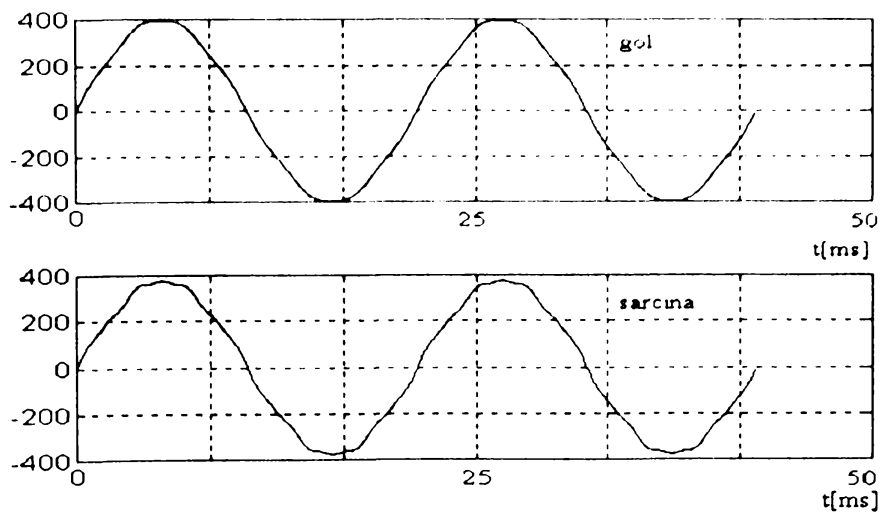


Fig. 5.22

Forma de variație în timp a tensiunii induse în cele două cazuri este prezentată în fig. 5.22.

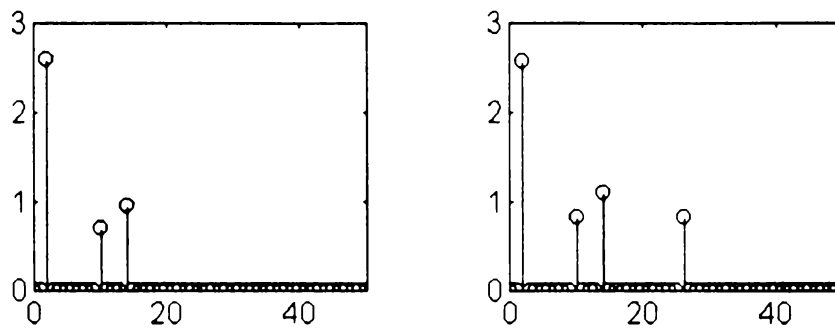


Fig. 5.23

În urma analizei armonice a semnalelor la funcționare în gol și la funcționare în sarcină nominală rezultă compoziția de armonice prezentată în fig. 5.23

### 5.8 Pornirea în asincron a mașinii

Schema pentru pornirea în asincron este prezentată în figura 5.24.

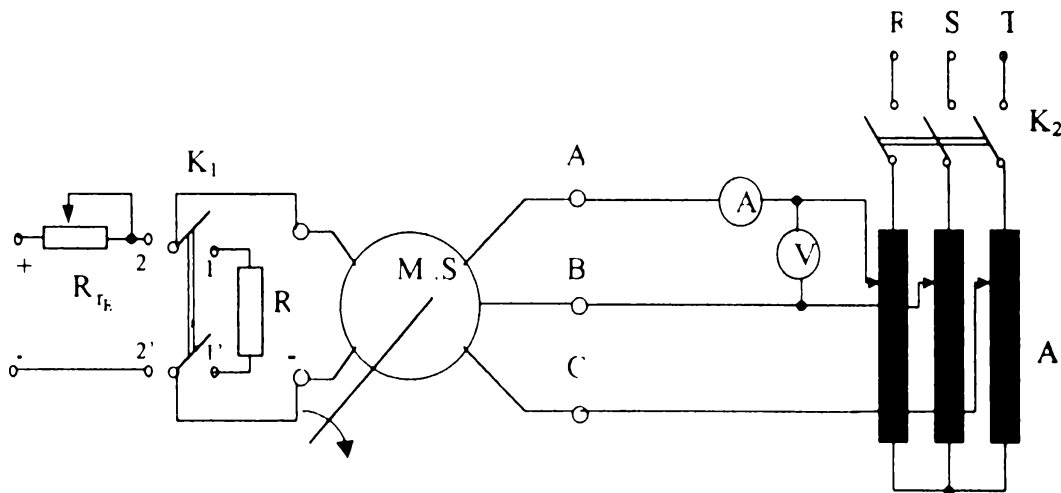


Fig. 5.24

Pornirea în asincron s-a făcut pentru cazul în care nu avem colivie de amortizare și pentru cazul prezenței coliviei de amortizare.

În primul caz pornirea are loc la tensiunea  $U = 100V$ , turația crește până la valoarea de  $600 \frac{\text{rot}}{\text{min}}$  și de aici oricât s-ar crește tensiunea turația nu mai crește.

Acest lucru poate fi explicat prin faptul că în polul rotoric, fără colivie de amortizare curenții din axa q nu se închid corespunzător și de aceea valoarea cuplului nu mai crește pentru a aduce rotorul la o turație apropiată de turația de sincronism.

În cazul prezenței coliviei de amortizare la tensiunea  $U = 50V$  rotorul se pune în mișcare iar la tensiunea  $U = 300V$  turația atinge valoarea de  $945 \frac{\text{rot}}{\text{min}}$ .

Prin comutarea comutatorului  $k_1$  pe poziția 2-2 în funcție de valoarea reostatului  $R_{re}$ , sincronizarea este reușită sau nereușită.

Pentru valori ale acestuia de peste  $50\Omega$  sincronizarea nu este reușită, deoarece cuplul sincronizant nu are o valoare corespunzătoare.

Sub această valoare a lui  $R_{re}$  majoritatea sincronizărilor au fost reușite (85%).

### **5.9 Determinarea formei de variație și a mărimii câmpului magnetic în întrefier**

Evaluarea câmpului magnetic în întrefier se face cu ajutorul celor 12 bobine sondă plasate pe dinți și în creștături de-a lungul unui pas polar.

Cu ajutorul acestora se poate măsura cu aproximație valoarea câmpului magnetic în întrefier.

În tabelul 5.13 sunt prezentate rezultatele măsurătorilor:

Tabelul 5.13

$U_e$	$I_E = 10A$	0,85	0,05	0,7	0,045	0,72	0,03	0,75	0,025	0,93	0,075	0,8	0,07
	$I_E = 5A$	0,47	0,03	0,38	0,025	0,38	0,02	0,42	0,015	0,55	0,04	0,46	0,035
$B_\delta$ [T] dinte	$I_E = 10A$	0,58	-	0,47	-	0,49	-	0,51	-	0,634	-	0,546	-
	$I_E = 5A$	0,32	-	0,26	-	0,261	-	0,286	-	0,375	-	0,313	-
$B_\delta$ [T] creștă -tură	$I_E = 10A$	-	0,03	-	0,027	-	0,018	-	0,015	-	0,045	-	0,042
	$I_E = 5A$	-	0,018	-	0,015	-	0,012	-	0,009	-	0,024	-	0,021

Relațiile de calcul pentru câmp sunt:

$$U_e = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot B_\delta \cdot b_d \cdot l_{ic} \quad (5.27)$$

$$B_{\delta \text{dinte}} = \frac{U_e}{4,44 \cdot f \cdot N \cdot b_d \cdot l_{ic}} = \frac{U_e}{1,4652} = 0,68U_e \quad (5.28)$$

$$B_{\delta \text{restatura}} = \frac{U_e}{4,44 \cdot f \cdot N \cdot b_c \cdot l_{ic}} = \frac{U_e}{1,665} = 0,6U_e \quad (5.29)$$

În fig. 5.25 se prezintă forma de variație a câmpului pe pasul polar în întrefier.

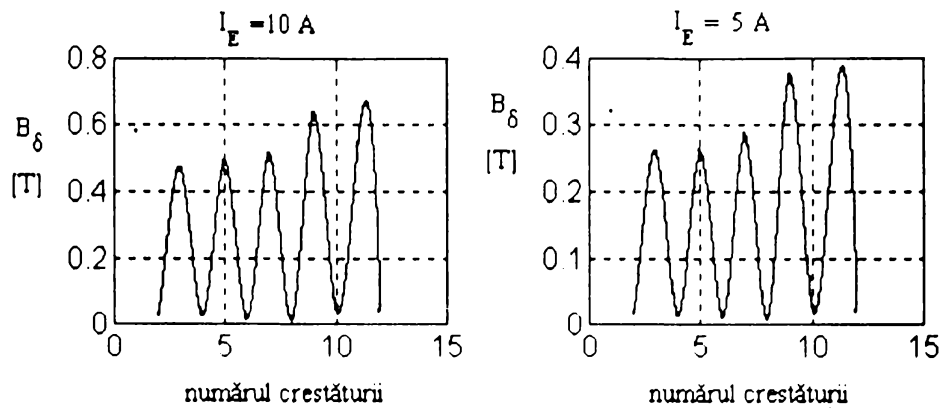


Fig. 5.25



## 5.10 Concluzii

Determinările experimentale s-au făcut cu scopul de verificare a ipotezelor de calcul. Prin setul de încercări experimentale efectuate asupra mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică s-a urmărit determinarea caracteristicilor de funcționare în regim de generator autonom, a parametrilor de regim staționar și de regim tranzitoriu, a caracteristicilor de pornire la funcționare în regim de motor, determinarea variației randamentului cu sarcina, determinarea conținutului de armonici a tensiunii electromotoare induse la funcționarea în gol și la funcționarea în sarcină și determinarea formei de variație a inducției magnetice în întrefierul mașinii.

Rezultatele experimentale sunt de natură să confirme rezultatele obținute în capitolele anterioare, mai ales în ceea ce privește forma caracteristicilor și mai puțin în ceea ce privește valoarea parametrilor (din cauză că modelul experimental are o putere redusă față de exemplul de calcul luat în capitolul 3).

Se consideră contribuții originale următoarele:

- realizarea montajelor experimentale și ridicarea caracteristicilor de funcționare în regim de generator autonom (par. 5.1);
- determinarea experimentală a reactanțelor sincrone, a reactanțelor supratranzitorii, a rezistențelor și reactanțelor de succesiune inversă și homopolară (par. 5.2, 5.3, 5.4);
- determinarea experimentală a raportului de scurtcircuit și a capacității de suprasarcină a mașinii (par. 5.5);
- determinarea experimentală a curbei randamentului, analiza armonică a curbei tensiunii electromotoare induse la funcționarea în gol și la funcționarea în sarcină și studiul experimental al pornirii în regim de motor al mașinii (par. 5.6, 5.7, 5.8);
- determinarea experimentală a formei de variație a inducției magnetice în întrefier (par. 5.9).

## 5.11 Bibliografie

1. Deaconu, S., *The reactive synchronous homopolar machine functioning in stationary regime*, Buletinul Științific și Tehnic al U.P.T., Tom 40 (54), Mecanică Agricolă - Metalurgie, Fascicola 1,2, Timișoara, 1995.
2. Deaconu, S., *Agregat monorotor cu excitație statorică*, Tehnologii și echipamente tehnologice industriale, Hunedoara, 1992
3. Drăgănescu, Gh.O., *Încercările mașinilor electrice rotative*, Editura Tehnică, București, 1987
4. Kazovski, E., Dombrovski, V.V., Danilevici, B., *Parametrii mașinilor de curent alternativ*, Editura Tehnică, București, 1968
5. Jerve, G.K., *Încercările mașinilor electrice rotative*, Editura Tehnică, București, 1972
6. \* \* \*, *Mașini electrice rotative (Culegere de standarde)*, Editura Tehnică, București, 1976
7. \* \* \*, *Manual de utilizare a plăcii de achiziție Ad 3100 ADA3100*, Real Time Devices, Inc.
8. \* \* \*, *The first book of SIGNAL\*MATH*, Interactive Digital Signal Processing Soft-ware
9. \* \* \*, *Signal VIEW*, User's Manual and Reference Guide, Data Acquisition and Monitoring Software, Version 1.2
10. \* \* \*, *rtd Linx Driver*, Reference Manual, With Examples in Turbo Pascal, Version 3.01.

## CONCLUZII GENERALE

### 6.1 Domenii posibile de aplicație

Generatoarele electrice reglabile fără perii se utilizează în cele mai diverse domenii de activitate. Ele au următoarele avantaje:

- construcție simplă;
- întreținere necostisitoare;
- raportul eficiență - preț foarte ridicat;
- posibilitate de reglare simplă, rapidă și eficientă;
- cuplu dinamic important;
- consum de materiale redus.

Mașina sincronă homopolară reactivă cu excitație statorică se încadrează în această categorie de mașini și are numeroase posibilități de aplicație.

Un prim domeniu a fost sugerat încă de la alegerea temei de proiectare și anume ca hidrogenerator care funcționează în regim autonom sau cuplat la rețea, de putere mică și medie. Soluția propusă este monorotor, adică rotorul generatorului și turbina formează un corp comun. În acest fel se reduc dimensiunile axiale scăzând cheltuielile necesare pentru realizarea investiției. Polii feromagnetici rotorici sunt amplasați în exteriorul turbinei în partea dinspre întrefier. Înfășurările sunt protejate împotriva pătrunderii apei printr-un strat izolator format dintr-o rășină specială.

Pentru construcția unei astfel de mașini și-a manifestat interesul U.C.M. Reșița și împreună cu Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Hidrogeneratoare, Hiderom S.A Reșița se dorește construcția unui prototip cu puterea de 25 kVA.

Energia furnizată de vânt în zonele litorale sau în zonele montane înalte poate fi eficient captată utilizând un număr mare de generatoare eoliene cu puteri medii (50÷500kVA), care sunt echipate cu astfel de mașini.

Vehiculele de transport terestru autonome necesită surse de energie electrică fiabile și robuste cu puteri din ce în ce mai mari. Generatorul sincron homopolar reactiv cu excitație statorică este ideal pentru aceste aplicații.

Datorită valorii importante a cuplului dinamic, a randamentului ridicat și a greutatea reduse a rotorului, mașina poate fi utilizată atât ca motor cât și ca servomotor pentru sisteme de reglare automată.

## **6.2 Prenzetarea contribuțiilor personale**

Pentru realizarea acestei lucrări s-a făcut un studiu bibliografic aprofundat din domenii diverse: matematică, fizică, mașini electrice, analiza numerică a câmpului electromagnetic, bazele electrotehnicii, materiale electrotehnice, tehnologia fabricației mașinilor electrice, limbajele de programare Turbo Pascal și Turbo C, sisteme de achiziție și prelucrare a datelor, tracțiune electrică. De asemenea s-a studiat un volum important de articole și reviste de specialitate apărute în țară și străinătate.

Principalele contribuții originale aduse la studiul generatorului electric reglabil fără perii se consideră a fi:

1. Realizarea unei analize critice a domeniului generatoarelor electrice reglabile fără perii, de unde a rezultat propunerea de efectuare a unui studiu aprofundat asupra generatorului electric sincron reactiv cu excitație statorică.
2. Studiul cu ajutorul metodelor clasice a formei de variație a solenației și câmpului magnetic prin folosirea unui circuit magnetic în formă de U, longitudinal, având ambele înfășurări în stator iar înfășurarea indusului este de tip special în formă de opt.
3. Calculul expresiilor reactanțelor principale și a reactanțelor de dispersie.
4. Determinarea modelului matematic și schemei echivalente în coordonate d-q a mașinii.
5. Utilizarea metodei tridimensionale a elementului finit la calculul câmpului magnetic în mașină.
6. Determinarea schemelor echivalente cu permeanțe și surse ale circuitului magnetic.
7. Calculul complet al mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică pentru o putere dată.
8. Realizarea unui program de calcul și optimizare a mașinii, de tip conversațional scris în limbaj Turbo Pascal.
9. Utilizarea programului de calcul pentru calculul unei serii de mașini cu puteri de 50, 100 și 200 kVA.
10. Determinarea câmpului magnetic tridimensional cu ajutorul unui program special de element finit.
11. Rezolvarea sistemului de ecuații al mașinii scris pentru schema echivalentă a circuitului magnetic.
12. Determinarea prin calcul a curbelor solenațiilor, a caracteristicilor de funcționare și a parametrilor mașinii.
13. Scrierea programului de calcul al mașinii prin metoda circuitului magnetic, în limbaj Turbo C.

14. Prezentarea unui studiu comparativ al rezultatelor obținute la calculul mașinii prin cele trei metode.

15. Conceperea și realizarea practică a modelului experimental în variantă homopolară și heteropolară.

16. Elaborarea etapelor tehnologice de realizare a mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică.

17. Conceperea și realizarea unui sistem de achiziție și prelucrare a datelor.

18. Determinarea experimentală a caracteristicilor mașinii la funcționarea în regim de generator autonom.

19. Determinarea experimentală a reactanțelor sincrone, a reactanțelor supratranzitorii, a rezistențelor și reactanțelor de succesiune inversă și homopolară.

20. Determinarea experimentală a capacității de suprasarcină și a raportului de scurtcircuit.

21. Determinarea experimentală a curbei randamentului în funcție de sarcină.

22. Analiza conținutului de armonici a curbei tensiunii electromotoare induse la funcționarea ca generator în gol și în sarcină.

23. Studiul funcționării în regim de motor și a posibilității de pornire în asincron.

24. Determinarea experimentală a inducției magnetice în întrefier în lungul unui pas polar.

### **6.3 Concluzii finale**

Prezenta lucrare tratează "Studiul generatorului electric reglabil fără perii" în vederea găsirii unei configurații optime a acestuia, a calculării complete a acestei configurații prin mai multe metode, pentru conceperea și realizarea unui model experimental cu ajutorul căruia să se verifice ipotezele teoretice.

Această etapizare se încadrează în domeniul mai larg al "Tehnologiei materialelor" pe partea electrică, deoarece toate rezultatele obținute, atât cele teoretice cât și cele experimentale, conduc în final la propunerea unei tehnologii de realizare a mașinii sincrone homopolare reactive cu excitație statorică.

Verificarea experimentală a rezultatelor teoretice atestă posibilitatea de aplicabilitate imediată a rezultatelor obținute în lucrare.

Autorul se simte dator să mulțumească cadrelor didactice de la Facultatea de Electrotehnică din Timișoara care au contribuit la formarea ca specialist în domeniu, și îndeosebi acad. prof. dr. ing. Toma Dordea și prof. dr. ing. Boldea Ion.

Un sprijin deosebit în conceperea și realizarea lucrării a fost primit din partea conducătorului științific prof. dr. ing. Anton Saimac.

De asemenea autorul mulțumește referenților prof.dr.ing. Gârlășu Ștefan, prof.dr.ing. Câmpeanu Aurel, prof.dr.ing. Babescu Marius pentru propunerile și sugestiile ce au condus la creșterea nivelului calitativ al tezei, tuturor celor care pe parcursul ultimilor ani au încurajat și sprijinit eforturile de realizare a lucrării și nu în ultimul rând familiei al cărui rol a fost hotărâtor.

## CAPITOLUL 7

### ANEXE

#### **7.1 Programul de calcul electromagnetic și de optimizare a proiectării (TURBO PASCAL)**

Programul se găsește în fișierul SORIN. PAS și poate fi vizualizat în mediul TURBO PASCAL prin deschiderea acestui fișier. Este format dintr-un program principal și mai multe subrutine, urmărind mersul de calcul prezentat în paragrafele 3.1.1÷3.1.16 și având posibilitatea reluării calculului în cazul în care se dorește redimensionarea înfășurării de excitație, masa materialelor active nu se încadrează în limitele impuse, randamentul este prea mic sau supratemperatura staționară nu se încadrează în clasa de izolație.

Pentru lansarea în execuție a programului se pot folosi facilitățile mediului TURBO PASCAL de lansare în execuție sau se apelează direct fișierul SORIN. EXE.

După lansarea în execuție apare fereastra conversațională, se introduc datele de proiectare și pe ecran sunt tipărite toate mărimile de calcul în ordine.

#### **7.2 Rezultatele calculului cu ajutorul programului în TURBO PASCAL pentru puterile de 25, 50, 100 și 200 kVA**

În continuare se prezintă variantele optime din punct de vedere al costului și din punct de vedere al eficienței pentru mașinile sincrone homopolare reactive cu excitație statorică având puterile nominale de 25, 50, 100 și 200 kVA.

## REZULTATELE CALCULULUI MASINII SINCRONE HOMOPOLARE

### DATE DE PROIECTARE

Puterea nominala SN[VA]=25000  
Turatia nominala NN[rot\min]=1000  
Frecventa nominala FN[Hz]=50  
Tensiunea nominala UN[V]=400  
Diametrul rotorului sub poli DET[m]=0.4  
Numarul de faze m=3

### DATE PRINCIPALE

Curentul nominal de faza I<sub>n</sub>[A]= 36.127  
T.e.m. indusa pe faza E<sub>1N</sub>[V]= 249.711  
Puterea aparenta intericara S<sub>1N</sub>[VA]= 27000.001  
Numarul perechilor de poli p= 5  
Factorul de forma al tensiunii K<sub>t</sub>=1.11  
Factorul de acoperire polara ALP<sub>p</sub>=0.8  
  
Numarul de crestaturi pe poli si faza q=6  
Factorul de scurtare y<sub>Ptau</sub>=0.60  
Numarul de crestaturi NC=108  
Unghiul de defazaj intre doua tensiuni consecutive ale stelei t.e.m. ALFA  
0.175  
Factorul de bobinaj K<sub>q</sub>=0.956  
Factorul de scurtare K<sub>y</sub>=0.861  
Factorul de infasurare KB<sub>1</sub>=0.823  
Intrefierul Delta[m]=0.004  
Inaltimea polilor rotorici h<sub>p</sub>[m]=0.045  
Diametrul interior al statorului D<sub>is</sub>[m]=0.499

### DIMENSIUNILE PRINCIPALE

Pasul polar TAC[m]= 0.261  
Patura de curent aleasa A[A/m]=20000  
Inductia excitatiei B<sub>e</sub>[T]=0.5  
Factorul K<sub>ca</sub>=0.731  
Inductia in intrefier B[T]=0.272  
Lungimea ideala echivalenta calculata L<sub>ie</sub>[m]= 0.166  
Lungimea piciorului pachetului de tole calculata L<sub>ic</sub>[m]= 0.083  
Lungimea piciorului pachetului de tole aleasa L<sub>ica</sub>[m]=0.09  
Lungimea ideala echivalenta aleasa L<sub>iea</sub>[m]= 0.166



Pasul dentar  $T1[m]= 0.014$   
 Fluxul nominal  $FIn[Wb]= 0.010$   
 Numarul de spire pe faza calculat  $N1= 133.60$   
 Numarul de spire pe faza ales  $N1a=140$   
 Numarul de conductoare in crestatura calculat  $ncc= 7.778$   
 Numarul de conductoare in crestatura ales  $nca=8$   
 Numarul de spire pe faza final  $N1f=144.000$   
 Fluxul polar calculat  $FInc[Wb]=0.0095$   
 Fluxul de mers in gol calculat  $F10n[Wb]=0.0088$   
 Inductia magnetica in intretier recalculata  $B[T]= 0.233$   
 Densitatea de curent in infasurarea indusului aleasa  $j1a[A/mp]=3000000$   
 Sectiunea conductorului indusului calculata  $Scu1[mp]=0.00001204$   
 Sectiunea conductorului indusului aleasa  $Scu1a[mp]=0.0000125$   
 Patura de curent calculata  $Ac[A/m]= 19951.762$   
 Alegerea preliminara a latimii crestaturii  $bc[m]=0.007$   
 Alegerea latimii bobinei in crestatura  $bou[m]=0.006$   
 Latime preliminara a dintelui  $bd[m]= 0.0075$   
 Latimea aleasa a dintelui  $bda[m]=0.007$   
 Latimea crestaturii  $bca[m]= 0.0075$

Factorul de umplere al crestaturii  $Ku=0.5$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura calculata  $hcu[m]= 0.0161$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura aleasa  $hca[m]=0.017$   
 Distanta dintre laturile de bobina in crestatura  $hcc[m]=0.002$   
 Distanta dintre bobina de excitatie si infasurarea indusului  $hdie[m]=0.00$   
 TIPUL BOBINAJULUI : in opt  
 Inaltimea totala a bobinajului indusului calculata  $hbc[m]=0.043000$   
 Inaltimea totala a bobinajului indusului aleasa  $hba[m]=0.045$   
 Numarul de conductoare elementare in paralel  $ns=2$   
 Diametrul conductorului calculat  $douc[m]= 0.00282$   
 Diametrul conductorului ales  $doua[m]=0.003$   
 Sectiunea finala a bobinajului indusului  $Scu1f[mp]=0.00001414$   
 Factorul de umplere al miezului magnetic  $Kfe=0.95$   
 Inductia magnetica in dinte  $Bd1[T]= 0.551$   
 Inductia magnetica in jugul statoric aleasa  $Bj1[T]=1.5$   
 Inaltimea jugului statoric  $hj1[m]= 0.03139$

## CIRCUITUL MAGNETIC

Intrefierul maxim  $\Delta l_m[m]=0.005$   
Diametrul exterior rotorului  $D_r[m]=0.496$   
Latimea talpii polare  $b_p[m]=0.209$   
Raza de forma a polului  $R_p[m]=0.234$   
Unghiul la centru corespunzator unui pol rotorului  $\alpha_1[grade]=48.784$   
Inductia magnetica in polul rotorului  $B_{j2}=0.506$

## BOBINA DE EXCITATIE

Factorul lui Carter  $K_c=1.158$   
Densitatea de curent in infasurarea de excitatie aleasa  $J_{ce}[A/mp]=300000$   
Latimea ferestrei, tolei statoreice  $l_f[m]=0.11$   
Tensiunea excitatiei  $U_e[V]=308$   
Rezistivitatea cuprului  $\rho_{cu}[ohmm]=2.1e-8$

Fluxul  $\Phi_{11}[Wb]=0.012$   
Inductia in intrefier  $B_{d11}[T]=0.312$   
Inductia infasurarii de excitatie  $B_{e11}[T]=0.572$   
Tensiunea magnetica in intrefier  $U_{m11}[A]=4218.261$   
Inductia in dinte  $B_{d11}[T]=1.246$   
Intensitatea campului magnetic in dinte  $H_{d11}[A/m]=607.333$   
Inaltimea preliminara a bobinei de excitatie  $h_e[m]=0.95$   
Tensiunea magnetica in dinte  $U_{m11}[A]=252.486$   
Inductia in jugul statoric  $B_{j11}[T]=1.191$   
Intensitatea campului magnetic in jugul statoric  $H_{j11}[A/m]=563.202$   
Tensiunea magnetica in jugul statoric  $U_{mj11}[A]=168.961$   
Inductia in polii rotorului  $B_{j21}[T]=1.144$   
Intensitatea campului magnetic in polii rotorului  $H_{j21}[A/m]=430.746$   
Tensiunea magnetica in polii rotorului  $U_{mj21}[A]=144.224$   
Tensiunea magnetica totala  $\sum U_m[A]=4783.932$   
Solenatia excitatiei nominala  $TETA_{en}[A]=4783.932$   
Solenatia de calcul a excitatiei  $Teta_e[A]=5023.129$   
Factorul de saturatie calculat  $K_s=1.134$   
Doriti sa recalculati solenatia la alta valoare a  
tensiunii  $U_e$  ? - D/N -

Inaltimea bobinei de excitatie  $h_e[m]=0.028$   
Lungimea medie a spirei bobinei de excitatie  $l_{mede}[m]= 1.935$   
Sectiunea calculata a conductorului infasurarii de excitatie  $S_{cuc}[mp]=0.0$   
Sectiunea aleasa a conductorului infasurarii de excitatie  $S_{cucua}[mp]=0.000$   
Numarul de spire al infasurarii de excitatie calculat  $N_e=558.13$   
Numarul de spire al infasurarii de excitatie ales  $N_{ea}=560$   
Curentul de excitatie nominal  $I_{EN}[A]= 8.970$   
Rezistenta infasurarii de excitatie  $R_{ex}[ohm]= 7.585$   
Pierderile in infasurarea de excitatie  $P_{ex}[W]= 610.254$

#### PARAMETRII INFASURARII INDUSULUI

Factorul de saturatie ales  $K_s=1.25$   
Permeanta medie de crestatura  $L_{anc}=0.5492$   
Permeanta capetelor de dinti  $L_{anz1}=0.4778$   
Permeanta capetelor de bobina  $L_{anz}=0.2940$   
Permeanta diferentiaala  $L_{and1}=1.6555$   
Inductivitatea de dispersie  $L_{\sigma}[H]= 0.002$   
Reactanta de dispersie  $X_{\sigma}[ohm]= 0.071$   
Inductivitatea de magnetizare ideala  $L_m[H]= 0.025$   
Inductivitatea de magnetizare dupa axa d  $L_{md}[H]= 0.025$   
Inductivitatea de magnetizare dupa axa q  $L_{mq}[H]= 0.017$   
Reactanta de magnetizare dupa axa d  $X_{dm}[ohm]= 7.739$   
Reactanta de magnetizare dupa axa q  $X_{qm}[ohm]= 5.314$   
Reactanta longitudinala  $X_d[ohm]= 8.309$   
Reactanta transversala  $X_q[ohm]= 5.684$

#### PIERDERILE IN INDUS

Rezistenta fazei  $R_1[ohm]= 0.277$   
Pierderile in indus  $P_{cu1}[W]=1036.490$   
Lungimea medie a unei spire a indusului  $l_{med}[m]= 1.398$

#### DIMENSIONAREA INFASURARII DE AMORTIZARE

Numarul de bare al coliviei de amortizare calculat  $n_a=16.4$   
Numarul de bare al coliviei de amortizare ales  $n_{aa}=16$   
Pasul de crestatura al coliviei de amortizare  $t_a[m]= 0.012$   
Sectiunea barei coliviei de amortizare calculata  $S_a[mp]=0.00001734$   
Sectiunea barei coliviei de amortizare aleasa  $S_{aa}[mp]=0.0000175$   
Sectiunea inelului de scurtcircuitare calculata  $S_{isc}[mp]=0.00012600$   
Sectiunea inelului de scurtcircuitare aleasa  $S_{isca}[mp]=0.000125$

## CALCULUL PARAMETRILOR COLIVIEI DE AMORTIZARE

Rezistenta raportata a coliviei dupa axa d rd[u.r.]=0.070  
Rezistenta raportata a coliviei dupa axa q rq[u.r.]=0.052  
Reactanta de scapari dupa axa longitudinala xsigmad[u.r.]=0.0720  
Reactanta de scapari dupa axa transversala xsigmaq[u.r.]=0.0449

## CALCULUL PARAMETRILOR SI CONSTANTELE DE TIMP ALE REGIMULUI TRANZITORIU

Reactanta tranzitorie longitudinala xpd[u.r.]=0.2281  
Reactanta tranzitorie transversala xpq[u.r.]=0.5315  
Reactanta supratranzitorie longitudinala xsd[u.r.]=0.1027  
Reactanta supratranzitorie transversala xsq[u.r.]=0.0925  
Reactanta inversa x2[u.r.]=0.0970  
Constanta de timp a infasurarii de excitatie Te[s]= 0.290  
Constanta de timp a curenților tranzitorii Tpd[s]=0.0881  
Constanta de timp a infasurarii de amortizare Tpdd[s]=0.0113  
Constanta de timp a curenților supratranzitorii Tsd[s]=0.0051  
Constanta de timp a infasurarii statorului Ta[s]=0.0124

## CURENȚII DE SCURT-CIRCUIT

Curentul permanent de scurtcircuit trifazat Id[A]=48.138  
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit trifazat Ipd[A]=158.377  
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit trifazat Isd[A]=351.908  
Curentul permanent de scurtcircuit bifazat Idb[A]=73.763  
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit bifazat Ipdb[A]=192.116  
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit bifazat Isdb[A]=312.460  
Curentul permanent de scurtcircuit monofazat Idm[A]=127.090  
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit monofazat Ipdm[A]=328.013  
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit monofazat Isdm[A]=528.767  
Curentul maxim de scurtcircuit Ipsc(300) IkM[A]=890.933

## RAPORTUL DE SCURT-CIRCUIT

Curentul de excitatie la functionarea in gol Ie0[A]=2.633  
Curentul de excitatie la functionarea in sarcina nominala Iren[u.r.]=3.  
Raportul de scurtcircuit RSCO[u.r.]=1.399  
Raportul de scurtcircuit RSCN[u.r.]=4.767

## CARACTERISTICILE MASINII

Caderea de tensiune  $\Delta u[\%]=25$   
Capacitatea statica de suprasarcina  $k_{km}=4.814$   
Cuplul de rotatie la scurtcircuit brusc  $M_{k3}[Nm]=2566.677$

## PIERDERILE IN FIER

$\sigma_{mah}=0.048$   
 $\sigma_{maw}=1920$   
Grosimea tolei  $g_t=0.0005$   
 $K_{jh}=1.87$   
 $K_{jw}=2.04$   
Pierderile in dinti  $P_{fez1}[W]=84.471$   
Pierderile in jugul statoric  $P_{fej1}[W]=298.841$   
Pierderile totale in fier  $P_{tfe}[W]=523.313$

## RANDAMENTUL

Randamentul  $RAN[\%]=91.84$

## MASA MASINII

Masa infasurarii de excitatie  $M_e[kg]=28.930$   
Masa infasurarii indusului  $M_{ca}[kg]=70.506$   
Masa polilor rotorici  $M_p[kg]=79.792$   
Masa miezului magnetic statoric  $M_m[kg]=231.762$

## CALCULUL INCALZIRII

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la fierul statoric  $R_{t1}$

Grosimea stratului de aer intre bobina si miez  $d_{11}[m]=0.0003$   
Conductivitatea termica a aerului  $\lambda_{a11}[w/mC]=0.022$   
Grosimea bandajului impregnat  $d_{12}[m]=0.001$   
Conductivitatea termica a bandajului  $\lambda_{a12}[w/mC]=0.13$   
Grosimea izolatiei de mylar  $d_{13}[m]=0.0005$   
Conductivitatea termica a izolatiei de mylar  $\lambda_{a13}[w/mC]=0.17$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $S_{u1}[mp]=0.132914$   
Rezistenta termica  $R_{t1}[w/mpC]=0.18260$

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la aer Rt2

Transmisivitatea termica a bobinajului Alfa0b=13.3  
Coeficient care tine seama de modul de trecere al aerului k=0.8  
Viteza aerului v2[m/s]=0  
Suprafata de transmitere a caldurii Su2[mp]= 0.849818  
Rezistenta termica Rt2[w/mpC]= 0.09753

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la miezul feromagnetic Rt3

Grosimea izolatiei de mylar in crestatura d31[m]=0.00025  
Grosimea bandajului d32[m]=0.00025  
Grosimea stratului de aer d33[m]=0.002  
Suprafata de transmitere a caldurii Su3[mp]= 1.321920  
Rezistenta termica Rt3[w/mpC]= 0.07134

Rezistenta termica de trecere de la fier la aer Rt4

Transmisivitatea termica de trecere de la fier la aer Alfa0f=16.7  
Viteza aerului care spala suprafata fierului v4[m/s]=0  
Suprafata de transmitere a caldurii Su4[mp]= 7.598016  
Rezistenta termica Rt4[w/mpC]= 0.00788

Rezistenta termica de trecere de la fier la aer  
inspre intrefier Rt5

Grosimea izolatiei inspre intrefier d51[m]=0.001  
Conductivitatea termica a izolatiei inspre intrefier la51=0.15  
Suprafata de transmitere a caldurii Su5[mp]= 0.136080  
Rezistenta termica Rt5[w/mpC]= 0.13609

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la aer in intrefier Rt6

Suprafata de transmitere a caldurii Su6[mp]= 0.453003  
Rezistenta termica Rt6[w/mpC]= 0.05181

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la aer spre interior si in zona capetelor de bobina Rt7

Viteza aerului  $v_7$ [m/s]=0  
Suprafata de transmitere a caldurii  $Su_7$ [mp]= 0.453003  
Rezistenta termica  $Rt_7$ [w/mpC]= 0.17022

Rezistentele termice echivalente

Rezistenta echivalenta  $Re_1$ [w/mpC]= 0.02639  
Rezistenta echivalenta  $Re_2$ [w/mpC]= 0.00681  
Rezistenta echivalenta  $Re_3$ [w/mpC]= 0.06440  
Temperatura infasurarii indusului  $Tecu_1$ [C]=68.669  
Temperatura infasurarii de excitatie  $Teex$ [C]=79.299  
Temperatura fierului statoric  $Tefe$ [C]=43.565

## REZULTATELE CALCULULUI MASINII SINCRONE HOMOPOLARE

### DATE DE PROIECTARE

Puterea nominala SN[VA]=50000  
Turatia nominala NN[rot\min]=1000  
Frecventa nominala FN[Hz]=50  
Tensiunea nominala UN[V]=400  
Diametrul rotorului sub poli DET[m]=0.35  
Numarul de faze m=3

### DATE PRINCIPALE

Curentul nominal de faza Iin[A]= 72.254  
T.e.m. indusa pe faza E1N[V]= 249.711  
Puterea aparenta interioara SIN[VA]= 54000.000  
Numarul perechilor de poli p= 3  
Factorul de forma al tensiunii Kf=1.11  
Factorul de acoperire polara ALFAP=0.8  
  
Numarul de crestaturi pe poli si faza q=6  
Factorul de scurtare yPtau=0.66  
Numarul de crestaturi NC=108  
Unghiul de defazaj intre doua tensiuni consecutive ale stelei t.e.m. ALFA=  
0.175  
Factorul de bobinaj Kq=0.956  
Factorul de scurtare Ky=0.861  
Factorul de infasurare KB1=0.823  
Intrefierul Delta[m]=0.005  
Inaltimea polilor rotorici hp[m]=0.045  
Diametrul interior al statorului Dis[m]=0.450

### DIMENSIUNILE PRINCIPALE

Pasul polar TAU[m]= 0.236  
Patura de curent aleasa A[A/m]=30000  
Inductia excitatiei Be[T]=0.5  
Factorul Kca=0.731  
Inductia in intrefier B[T]=0.272  
Lungimea ideala echivalenta calculata Lie[m]= 0.271  
Lungimea piciorului pachetului de tole calculata Lic[m]= 0.136  
Lungimea piciorului pachetului de tole aleasa Lica[m]=0.14  
Lungimea ideala echivalenta aleasa Llea[m]= 0.280



Pasul dentar  $T_1[m]= 0.013$   
 Fluxul nominal  $F_{In}[Wb]= 0.014$   
 Numarul de spire pe faza calculat  $N_1= 95.05$   
 Numarul de spire pe faza ales  $N_{1a}=104$   
 Numarul de conductoare in crestatura calculat  $n_{cc}= 5.778$   
 Numarul de conductoare in crestatura ales  $n_{ca}=6$   
 Numarul de spire pe faza final  $N_{1f}=108.000$   
 Fluxul polar calculat  $F_{inc}[Wb]=0.0127$   
 Fluxul de mers in gol calculat  $F_{I0n}[Wb]=0.0117$   
 Inductia magnetica in intrefier recalculata  $B[T]= 0.240$   
 Densitatea de curent in infasurarea indusului aleasa  $j_{1a}[A/mp]=3000000$   
 Sectiunea conductorului indusului calculata  $S_{cu}[mp]=0.00002408$   
 Sectiunea conductorului indusului aleasa  $S_{cu1a}[mp]=0.000025$   
 Patura de curent calculata  $A_c[A/m]= 33119.924$   
 Alegerea preliminara a latimii crestaturii  $b_c[m]=0.008$   
 Alegerea latimii bobinei in crestatura  $b_{cu}[m]=0.007$   
 Latime preliminara a dintelui  $b_d[m]= 0.0051$   
 Latimea aleasa a dintelui  $b_{da}[m]=0.007$   
 Latimea crestaturii  $b_{ca}[m]= 0.0061$

Factorul de umplere al crestaturii  $K_u=0.5$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura calculata  $h_{cu}[m]= 0.0206$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura aleasa  $h_{ca}[m]=0.02$   
 Distanța dintre laturile de bobina in crestatura  $h_{cc}[m]=0.002$   
 Distanța dintre bobina de excitatie si infasurarea indusului  $h_{die}[m]=0.0$   
 TIPUL BOBINAJULUI : in opt  
 Inaltimea totala a bobinajului indusului calculata  $h_{bc}[m]=0.049000$   
 Inaltimea totala a bobinajului indusului aleasa  $h_{ba}[m]=0.05$   
 Numarul de conductoare elementare in paralel  $n_s=2$   
 Diametrul conductorului calculat  $d_{cu}[m]= 0.00399$   
 Diametrul conductorului ales  $d_{cu1a}[m]=0.004$   
 Sectiunea finala a bobinajului indusului  $S_{cu1f}[mp]=0.00002513$   
 Factorul de umplere al miezului magnetic  $K_{ie}=0.95$   
 Inductia magnetica in dinte  $B_d[T]= 0.472$   
 Inductia magnetica in jugul statoric aleasa  $B_{j1}[T]=0.5$   
 Inaltimea jugului statoric  $h_{j1}[m]= 0.12555$

#### CIRCUITUL MAGNETIC

Intrefierul maxim  $\Delta l_m[m]=0.006$   
 Diametrul exterior rotoric  $D_r[m]= 0.440$   
 Latimea talpii polare  $b_p[m]= 0.188$   
 Raza de forma a polului  $R_p[m]= 0.210$   
 Unghiul la centru corespunzator unui pol rotoric  $x_1[grade]= 49.091$   
 Inductia magnetica in polul rotoric  $B_{j2}= 0.746$

#### BOBINA DE EXCITATIE

Factorul lui Carter  $K_c=1.158$   
 Densitatea de curent in infasurarea de excitatie aleasa  $J_{ce}[A/mp]=300000$   
 Latimea ferestrei tolei statorice  $l_1[m]=0.12$   
 Tensiunea excitatiei  $U_e[V]=308$   
 Rezistivitatea cuprului  $\rho_{cu}[ohmm]=2.1e-8$

Fluxul FI1[Wb]= 0.016  
 Inductia in intrefier Bde1[T]= 0.296  
 Inductia infasurarii de excitatie Bel[T]= 0.543  
 Tensiunea magnetica in intrefier Umd11[A]=5001.653  
 Inductia in dinte Bdi11[T]= 1.068  
 Intensitatea campului magnetic in dinte Hd11[A/m]= 374.803  
 Inaltimea preliminata a bobinei de excitatie he[m]=0.05  
 Tensiunea magnetica in dinte Umdi11[A]= 169.072  
 Inductia in jugul statoric Bj11[T]= 1.191  
 Intensitatea campului magnetic in jugul statoric Hja11[A/m]= 563.202  
 Tensiunea magnetica in jugul statoric Umj11[A]= 225.281  
 Inductia in polii rotorici Bj21[T]= 1.689  
 Intensitatea campului magnetic in polii rotorici Hj21[A/m]=5792.487  
 Tensiunea magnetica in polii rotorici Umj21[A]=2316.995  
 Tensiunea magnetica totala SumaUm[A]=7713.001  
 Solenatia excitatiei nominale TETAen[A]=7713.001  
 Solenatia de calcul a excitatiei Tetae[A]=8098.651  
 Factorul de saturatie calculat Ks=1.542  
 Doriti sa recalculati solenatia la alta valoare a  
 tensiunii Ue ? - D/N -

Inaltimea bobinei de excitatie he[m]=0.045  
 Lungimea medie a spirei bobinei de excitatie lmede[m]= 1.869  
 Sectiunea calculata a conductorului infasurarii de excitatie Scue[mp]=0.0000  
 3  
 Sectiunea aleasa a conductorului infasurarii de excitatie Scuea[mp]=0.000000  
 Numarul de spire al infasurarii de excitatie calculat Ne=1079.82  
 Numarul de spire al infasurarii de excitatie ales Nea=1080  
 Curentul de excitatie nominal IEN[A]= 7.499  
 Rezistenta infasurarii de excitatie Rex[ohm]= 16.957  
 Pierderile in infasurarea de excitatie Pex[W]= 953.519

#### PARAMETRII INFASURARII INDUSULUI

Factorul de saturatie ales Ks=1.25  
 Permeanta medie de crestatura Lanc=0.7302  
 Permeanta capetelor de dinti Lanzi=0.6092  
 Permeanta capetelor de bobina Lanf=0.2940  
 Permeanta diferentiala Landl=1.3875  
 Inductivitatea de dispersie Lisigma[H]= 0.001  
 Reactanta de dispersie xlsigma[ohm]= 0.403  
 Inductivitatea de magnetizare ideala Lm[H]= 0.014  
 Inductivitatea de magnetizare dupa axa d Lmd[H]= 0.014  
 Inductivitatea de magnetizare dupa axa q Lmq[H]= 0.010  
 Reactanta de magnetizare dupa axa d Xdm[ohm]= 4.404  
 Reactanta de magnetizare dupa axa q Xqm[ohm]= 3.024  
 Reactanta longitudinala Xd[ohm]= 4.803  
 Reactanta transversala Xq[ohm]= 3.428

## PIERDERILE IN INDUS

Rezistenta fazei  $R1[\text{ohm}] = 0.123$   
 Pierderile in indus  $P_{\text{cul}}[\text{W}] = 1928.222$   
 Lungimea medie a unei spire a indusului  $l_{\text{med}}[\text{m}] = 1.550$

## DIMENSIONAREA INFASURARII DE AMORTIZARE

Numarul de bare al coliviei de amortizare calculat  $n_a = 14.7$   
 Numarul de bare al coliviei de amortizare ales  $n_{aa} = 16$   
 Pasul de crestatura al coliviei de amortizare  $t_a[\text{m}] = 0.011$   
 Sectiunea barei coliviei de amortizare calculata  $S_a[\text{mp}] = 0.00002601$   
 Sectiunea barei coliviei de amortizare aleasa  $S_{aa}[\text{mp}] = 0.000025$   
 Sectiunea inelului de scurtcircuitare calculata  $S_{isc}[\text{mp}] = 0.00018000$   
 Sectiunea inelului de scurtcircuitare aleasa  $S_{isaa}[\text{mp}] = 0.0002$

## CALCULUL PARAMETRILOR COLIVIEI DE AMORTIZARE

Rezistenta raportata a coliviei dupa axa d  $r_d[\text{u.r.}] = 0.042$   
 Rezistenta raportata a coliviei dupa axa q  $r_q[\text{u.r.}] = 0.030$   
 Reactanta de scapari dupa axa longitudinala  $x_{\text{sigmad}}[\text{u.r.}] = 0.0690$   
 Reactanta de scapari dupa axa transversala  $x_{\text{sigmaq}}[\text{u.r.}] = 0.0417$

CALCULUL PARAMETRILOR SI CONSTANTELE DE TIMP  
ALE REGIMULUI TRANZITORIU

Reactanta tranzitorie longitudinala  $x_{pd}[\text{u.r.}] = 0.2511$   
 Reactanta tranzitorie transversala  $x_{pq}[\text{u.r.}] = 0.6191$   
 Reactanta supratranzitorie longitudinala  $x_{sd}[\text{u.r.}] = 0.1226$   
 Reactanta supratranzitorie transversala  $x_{sq}[\text{u.r.}] = 0.1112$   
 Reactanta inversa  $x_2[\text{u.r.}] = 0.1169$   
 Constanta de timp a infasurarii de excitatie  $T_e[\text{s}] = 0.647$   
 Constanta de timp a curenților tranzitorii  $T_{pd}[\text{s}] = 0.1871$   
 Constanta de timp a infasurarii de amortizare  $T_{pdd}[\text{s}] = 0.0186$   
 Constanta de timp a curenților supratranzitorii  $T_{sd}[\text{s}] = 0.0091$   
 Constanta de timp a infasurarii statorului  $T_a[\text{s}] = 0.0167$

## CURRENTII DE SCURT-CIRCUIT

Curentul permanent de scurtcircuit trifazat  $I_{13}[A]=83.199$   
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit trifazat  $I_{pd}[A]=287.807$   
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit trifazat  $I_{sd}[A]=589.513$   
Curentul permanent de scurtcircuit bifazat  $I_{db}[A]=127.013$   
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit bifazat  $I_{pdb}[A]=340.154$   
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit bifazat  $I_{sdb}[A]=522.689$   
Curentul permanent de scurtcircuit monofazat  $I_{dm}[A]=218.774$   
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit monofazat  $I_{pdm}[A]=580.498$   
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit monofazat  $I_{sdm}[A]=885.022$   
Curentul maxim de scurtcircuit bruscat  $I_{km}[A]=1492.443$

## RAPORTUL DE SCURT-CIRCUIT

Curentul de excitatie la functionarea in gol  $I_{e0}[A]=1.365$   
Curentul de excitatie la functionarea in sarcina nominala  $I_{ren}[u.r.]=5.493$   
Raportul de scurtcircuit  $R_{SC0}[u.r.]=1.209$   
Raportul de scurtcircuit  $R_{SCN}[u.r.]=6.641$

## CARACTERISTICILE MASINI

Caderea de tensiune  $\Delta u[\%]=25$   
Capacitatea statica de suprasarcina  $k_{km}=0.708$   
Cuplul de rotatie la scurtcircuit bruscat  $M_{K3}[Nm]=2149.838$

## PIERDERILE IN FIER

$\sigma_{mah}=0.48$   
 $\sigma_{maw}=1920$   
Grosimea tolei  $gt=0.0005$   
 $K_{jh}=1.9$   
 $K_{jw}=2.03$   
Pierderile in dinti  $P_{fez1}[W]=380.488$   
Pierderile in jugul statoric  $P_{fej1}[W]=3556.269$   
Pierderile totale in fier  $P_{tfe}[W]=4596.757$

## RANDAMENTUL

randamentul  $\eta_{KAN}[\%]=87.00$

## MASA MASINII

Masa infasurarii de excitatie Me[kg]= 44.916  
Masa infasurarii indusului Mca[kg]= 98.868  
Masa polilor rotorici Mp[kg]= 89.090  
Masa miezului magnetic static Mm[kg]= 430.327

## CALCULUL INCALZIRII

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la fierul stator Rt1

Grosimea stratului de aer intre bobina si miez  $\delta_{11}$ [m]=0.00003  
Conductivitatea termica a aerului  $\lambda_{11}$ [w/mC]=0.022  
Grosimea bandajului impregnat  $\delta_{12}$ [m]=0.001  
Conductivitatea termica a bandajului  $\lambda_{12}$ [w/mC]=0.13  
Grosimea izolatiei de mylar  $\delta_{13}$ [m]=0.005  
Conductivitatea termica a izolatiei de mylar  $\lambda_{13}$ [w/mC]=0.17  
Suprafata de transmitere a caldurii  $S_{11}$ [mp]= 0.158749  
Rezistenta termica  $Rt1$ [w/mpC]= 0.07557

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la aer Rt2

Transmisivitatea termica a bobinajului Alfa0b=13.3  
Coeficient care tine seama de modul de trecere al aerului k=0.8  
Viteza aerului v2[m/s]=0  
Suprafata de transmitere a caldurii  $S_{12}$ [mp]= 0.22551  
Rezistenta termica  $Rt2$ [w/mpC]= 0.10076

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la miezul feromagnetic Rt3

Grosimea izolatiei de mylar in crestatura  $\delta_{31}$ [m]=0.00025  
Grosimea bandajului  $\delta_{32}$ [m]=0.00025  
Grosimea stratului de aer  $\delta_{33}$ [m]=0.00025  
Suprafata de transmitere a caldurii  $S_{u3}$ [mp]= 2.419200  
Rezistenta termica  $Rt3$ [w/mpC]= 0.03898

Rezistența termică de trecere de la fier la aer  $R_{t4}$

Transmisivitatea termică de trecere de la fier la aer  $A_{tr4}=16.7$   
Grosimea aerului care spaia izolată fier  $\delta_{v4}[m]=0$   
Coeficientul de transmitere a căldurii  $Su_{t4}[mp]=14.128796$   
Rezistența termică  $R_{t4}[w/mpC]=0.00424$

Rezistența termică de trecere de la fier la aer  
înspre întrefier  $R_{t5}$

Grosimea izolației înspre întrefier  $\delta_{i5}[m]=0.001$   
Conductivitatea termică a izolației înspre întrefier  $\lambda_{a51}=0.15$   
Coeficientul de transmitere a căldurii  $Su_{t5}[mp]=0.211680$   
Rezistența termică  $R_{t5}[w/mpC]=0.008994$

Rezistența termică de trecere de la înălțimea înălțurii  
la aer în întrefier  $R_{t6}$

Coeficientul de transmitere a căldurii  $Su_{t6}[mp]=0.585956$   
Rezistența termică  $R_{t6}[w/mpC]=0.04117$

Rezistența termică de trecere de la bobinajul înălțurii  
aer spre interior și înălțurii capetelor de bobina  $R_{t7}$

Grosimea aerului  $\delta_{v7}[m]=0$   
Coeficientul de transmitere a căldurii  $Su_{t7}[mp]=0.585956$   
Rezistența termică  $R_{t7}[w/mpC]=0.13166$

Rezistențele termice echivalente

Rezistența echivalentă  $Re1[w/mpC]=0.1812$   
Rezistența echivalentă  $Re2[w/mpC]=0.00424$   
Rezistența echivalentă  $Re3[w/mpC]=0.008994$   
Coeficientul înălțurii înălțurii  $\lambda_{a1}[w/mpC]=0.15$   
Coeficientul înălțurii de izolație  $\lambda_{a2}[w/mpC]=0.15$   
Coeficientul înălțurii bobinajului  $\lambda_{a3}[w/mpC]=0.15$

## REZULTATELE CALCULULUI MASINII SINCRONE HOMOPOLARE

### DATE DE PROIECTARE

Puterea nominala SN[VA]=100000  
Turatia nominala NN[rot\min]=1000  
Frecventa nominala FN[Hz]=50  
Tensiunea nominala UN[V]=400  
Diametrul rotorului sub poli DET[m]=0.5  
Numarul de faze m=3

### DATE PRINCIPALE

Curentul nominal de faza Iin[A]= 144.509  
T.e.m. indusa pe faza E1N[V]= 249.711  
Puterea aparenta interioara SIN[VA]=108000.000  
Numarul perechilor de poli p= 3  
Factorul de forma al tensiunii Kf=1.11  
Factorul de acoperire polara ALFap=0.8  
Numarul de crestaturi pe pol si faza q=6  
Factorul de scurtare yPtau=0.66  
Numarul de crestaturi NC=103  
Unghiul de defazaj intre doua tensiuni consecutive ale stelei t.e.m. ALFA=  
175  
Factorul de bobinaj Kq=0.956  
Factorul de scurtare Ky=0.861  
Factorul de infasurare KB1=0.823  
Intrefierul Delta[m]=0.005  
Inaltimea polilor rotorici hp[m]=0.05  
Diametrul interior al statorului Dis[m]=0.610

### DIMENSIUNILE PRINCIPALE

Asul polar TAU[m]= 0.319  
Densitatea de curent aleasa A[A/m]=30000  
Inductia excitatiei Be[T]=0.5  
Factorul Kca=0.731  
Inductia in intrefier B[T]=0.272  
Inaltimea ideala echivalenta calculata Lie[m]= 0.295  
Inaltimea piciorului pachetului de tole calculata Lic[m]= 0.148  
Inaltimea piciorului pachetului de tole aleasa Lica[m]=0.15  
Inaltimea ideala echivalenta aleasa Liea[m]= 0.300

Pasul dentar  $T1[m]= 0.018$   
 Fluxul nominal  $FIn[Wb]= 0.021$   
 Numarul de spire pe faza calculat  $N1= 65.44$   
 Numarul de spire pe faza ales  $N1a=64$   
 Numarul de conductoare in crestatura calculat  $ncc= 3.556$   
 Numarul de conductoare in crestatura ales  $nca=4$   
 Numarul de spire pe faza final  $N1f=72.000$   
 Fluxul polar calculat  $FInc[Wb]=0.0190$   
 Fluxul de mers in gol calculat  $FION[Wb]=0.0176$   
 Inductia magnetica in intrefier recalculata  $B[T]= 0.248$   
 Densitatea de curent in infasurarea indusului aleasa  $j1a[A/mp]=3000000$   
 Sectiunea conductorului indusului calculata  $Scu1[mp]=0.00004817$   
 Sectiunea conductorului indusului aleasa  $Scula[mp]=0.00005$   
 Patura de curent calculata  $Ac[A/m]= 32576.975$   
 Alegerea preliminara a latimii crestaturii  $bc[m]=0.01$   
 Alegerea latimii bobinei in crestatura  $bca[m]=0.08$   
 Latime preliminara a dintelui  $bd[m]= 0.0077$   
 Latimea aleasa a dintelui  $bda[m]=0.0075$   
 Latimea crestaturii  $bca[m]= 0.0102$

Factorul de umplere al crestaturii  $Ku=0.5$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura calculata  $hcu[m]= 0.0024$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura aleasa  $hca[m]=0.016$   
 Distanța dintre laturile de bobina in crestatura  $hcc[m]=0.002$   
 Distanța dintre bobina de excitatie si infasurarea indusului  $hdie[m]=0.00$   
 TIPUL BOBINAJULUI : in opt  
 Inaltimea totala a bobinajului indusului calculata  $hbc[m]=0.041000$   
 Inaltimea totala a bobinajului indusului aleasa  $hba[m]=0.045$   
 Numarul de conductoare elementare in paralel  $ns=2$   
 Diametrul conductorului calculat  $dcuc[m]= 0.00564$   
 Diametrul conductorului ales  $dca[m]=0.006$   
 Sectiunea finala a bobinajului indusului  $Scu1f[mp]=0.00003655$   
 Factorul de umplere al miezului magnetic  $Kfe=0.95$   
 Inductia magnetica in dinte  $Bdi[T]= 0.617$   
 Inductia magnetica in jugul statoric aleasa  $Bj1[T]=0.6$   
 Inaltimea jugului statoric  $hj1[m]= 0.14647$

#### CIRCUITUL MAGNETIC

Intrefierul maxim  $Deltam[m]=0.006$   
 Diametrul exterior rotoric  $Dr[m]= 0.600$   
 Latimea talpii polare  $bp[m]= 0.256$   
 Raza de forma a polului  $Rp[m]= 0.289$   
 Unghiul la centru corespunzator unui pol rotoric  $x1[grade]= 48.800$   
 Inductia magnetica in polul rotoric  $Bj2= 0.743$

#### BOBINA DE EXCITATIE

Factorul lui Carter  $Kc=1.158$   
 Densitatea de curent in infasurarea de excitatie aleasa  $Jce[A/mp]=300000$   
 Latimea ferestrei tolei statorice  $lf[m]=0.16$   
 Tensiunea excitatiei  $Ue[V]=308$   
 Rezistivitatea cuprului  $Rocu[ohmm]=2.1e-8$



Fluxul  $F_{I1}[\text{Wb}] = 0.023$   
 Inductia in intrefier  $B_{d1}[T] = 0.305$   
 Inductia infasurarii de excitatie  $B_{e1}[T] = 0.561$   
 Tensiunea magnetica in intrefier  $U_{md1}[A] = 5165.641$   
 Inductia in dinte  $B_{d11}[T] = 1.396$   
 Intensitatea campului magnetic in dinte  $H_{d11}[A/m] = 1263.696$   
 Inaltimea preliminata a bobinei de excitatie  $h_e[m] = 0.06$   
 Tensiunea magnetica in dinte  $U_{md11}[A] = 635.571$   
 Inductia in jugul statoric  $B_{j11}[T] = 1.436$   
 Intensitatea campului magnetic in jugul statoric  $H_{j11}[A/m] = 1508.198$   
 Tensiunea magnetica in jugul statoric  $U_{mj11}[A] = 693.771$   
 Inductia in polii rotorici  $B_{j21}[T] = 1.682$   
 Intensitatea campului magnetic in polii rotorici  $H_{j21}[A/m] = 5560.616$   
 Tensiunea magnetica in polii rotorici  $U_{mj21}[A] = 2557.883$   
 Tensiunea magnetica totala  $\text{Suma}U_m[A] = 9052.867$   
 Solenatia excitatiei nominale  $TETA_{en}[A] = 9052.867$   
 Solenatia de calcul a excitatiei  $Teta_e[A] = 9505.511$   
 Factorul de saturatie calculat  $K_s = 1.753$   
 Doriti sa recalculati solenatia la alta valoare a  
 tensiunii  $U_e ? - D/N -$

Inaltimea bobinei de excitatie  $h_e[m] = 0.040$   
 Lungimea medie a spirei bobinei de excitatie  $l_{mede}[m] = 2.323$   
 Sectiunea calculata a conductorului infasurarii de excitatie  $S_{cue}[mp] = 0.$   
 1  
 Sectiunea aleasa a conductorului infasurarii de excitatie  $S_{cua}[mp] = 0.000$   
 Numarul de spire al infasurarii de excitatie calculat  $N_e = 2112.34$   
 Numarul de spire al infasurarii de excitatie ales  $N_{ea} = 2115$   
 Curentul de excitatie nominal  $I_{EN}[A] = 4.494$   
 Rezistenta infasurarii de excitatie  $R_{ex}[\text{ohm}] = 68.798$   
 Pierderile in infasurarea de excitatie  $P_{ex}[W] = 1389.653$

#### PARAMETRII INFASURARII INDUSULUI

Factorul de saturatie ales  $K_s = 1.25$   
 Permeanta medie de crestatura  $L_{anc} = 0.3892$   
 Permeanta capetelor de dinti  $L_{anz1} = 0.4514$   
 Permeanta capetelor de bobina  $L_{anf} = 0.2940$   
 Permeanta diferentiaala  $L_{and1} = 1.8418$   
 Inductivitatea de dispersie  $L_{\sigma}[H] = 0.001$   
 Reactanta de dispersie  $x_{\sigma}[\text{ohm}] = 0.206$   
 Inductivitatea de magnetizare ideala  $L_m[H] = 0.010$   
 Inductivitatea de magnetizare dupa axa d  $L_{md}[H] = 0.010$   
 Inductivitatea de magnetizare dupa axa q  $L_{mq}[H] = 0.007$   
 Reactanta de magnetizare dupa axa d  $X_{dm}[\text{ohm}] = 3.033$   
 Reactanta de magnetizare dupa axa q  $X_{qm}[\text{ohm}] = 2.082$   
 Reactanta longitudinala  $X_d[\text{ohm}] = 3.239$   
 Reactanta transversala  $X_q[\text{ohm}] = 2.289$

## PIERDERILE IN INDUS

Rezistenta fazei  $R_1[\text{ohm}] = 0.045$   
Pierderile in indus  $P_{cu1}[\text{W}] = 2823.051$   
Lungimea medie a unei spire a indusului  $l_{med}[\text{m}] = 1.854$

## DIMENSIONAREA INFASURARII DE AMORTIZARE

Numarul de bare al coliviei de amortizare calculat  $n_a = 20.3$   
Numarul de bare al coliviei de amortizare ales  $n_{aa} = 20$   
Pasul de crestatura al coliviei de amortizare  $t_a[\text{m}] = 0.012$   
Sectiunea barei coliviei de amortizare calculata  $S_a[\text{mp}] = 0.00002775$   
Sectiunea barei coliviei de amortizare aleasa  $S_{aa}[\text{mp}] = 0.000025$   
Sectiunea inelului de scurtcircuitare calculata  $S_{isc}[\text{mp}] = 0.00022500$   
Sectiunea inelului de scurtcircuitare aleasa  $S_{isca}[\text{mp}] = 0.00025$

## CALCULUL PARAMETRILOR COLIVIEI DE AMORTIZARE

Rezistenta raportata a coliviei dupa axa d  $r_d[\text{u.r.}] = 0.030$   
Rezistenta raportata a coliviei dupa axa q  $r_q[\text{u.r.}] = 0.021$   
Reactanta de scapari dupa axa longitudinala  $x_{\sigma d}[\text{u.r.}] = 0.0643$   
Reactanta de scapari dupa axa transversala  $x_{\sigma q}[\text{u.r.}] = 0.0384$

## CALCULUL PARAMETRILOR SI CONSTANTELOR DE TIMP ALE REGIMULUI TRANZITORIU

Reactanta tranzitorie longitudinala  $x_{pd}[\text{u.r.}] = 0.2509$   
Reactanta tranzitorie transversala  $x_{pq}[\text{u.r.}] = 0.8268$   
Reactanta supratranzitorie longitudinala  $x_{sd}[\text{u.r.}] = 0.1217$   
Reactanta supratranzitorie transversala  $x_{sq}[\text{u.r.}] = 0.1101$   
Reactanta inversa  $x_2[\text{u.r.}] = 0.1159$   
Constanta de timp a infasurarii de excitatie  $T_e[\text{s}] = 0.911$   
Constanta de timp a curentilor tranzitorii  $T_{pd}[\text{s}] = 0.1953$   
Constanta de timp a infasurarii de amortizare  $T_{pdd}[\text{s}] = 0.0253$   
Constanta de timp a curentilor supratranzitorii  $T_{sd}[\text{s}] = 0.0123$   
Constanta de timp a infasurarii statorului  $T_a[\text{s}] = 0.0227$

## CURRENTII DE SCURTCIRCUIT

Currentul permanent de scurtcircuit trifazat  $I_d[A]=123.497$   
Currentul tranzitoriu de scurtcircuit trifazat  $I_{pd}[A]=575.927$   
Currentul supratranzitoriu de scurtcircuit trifazat  $I_{sd}[A]=1187.871$   
Currentul permanent de scurtcircuit bifazat  $I_{db}[A]=194.630$   
Currentul tranzitoriu de scurtcircuit bifazat  $I_{pdb}[A]=682.399$   
Currentul supratranzitoriu de scurtcircuit bifazat  $I_{sdb}[A]=1053.758$   
Currentul permanent de scurtcircuit monofazat  $I_{dm}[A]=336.083$   
Currentul tranzitoriu de scurtcircuit monofazat  $I_{pdm}[A]=1169.442$   
Currentul supratranzitoriu de scurtcircuit monofazat  $I_{sdm}[A]=1795.507$   
Currentul maxim de scurtcircuit brusc(soc)  $I_{km}[A]=3007.278$

## RAPORTUL DE SCURTCIRCUIT

Currentul de excitatie la functionarea in gol  $I_{e0}[A]=0.697$   
Currentul de excitatie la functionarea in sarcina nominala  $I_{ren}[u.r.]=6.447$   
Raportul de scurtcircuit  $RSC0[u.r.]=0.897$   
Raportul de scurtcircuit  $RSCN[u.r.]=5.785$

## CARACTERISTICILE MASINII

Adereea de tensiune  $\Delta u[\%]=25$   
Capacitatea statica de suprasarcina  $k_{km}=5.843$   
Cuplul de rotatie la scurtcircuit brusc  $M_{k3}[Nm]=2165.966$

## PIERDERILE IN FIER

$\sigma_{mah}=0.048$   
 $\sigma_{maw}=1920$   
Cosimea tolei  $g_t=0.0005$   
 $h=1.9$   
 $w=2.05$   
Pierderile in dinti  $P_{fezi}[W]=219.581$   
Pierderile in jugul statoric  $P_{fej1}[W]=1075.809$   
Pierderile totale in fier  $P_{tfe}[W]=1445.390$

## RANDAMENTUL

Randamentul  $RAN[\%]=94.64$

## MASA MASINII

Masa infasurarii de excitatie  $M_e[\text{kg}] = 65.604$   
Masa infasurarii indusului  $M_{ca}[\text{kg}] = 183.198$   
Masa polilor rotcrici  $M_p[\text{kg}] = 153.459$   
Masa miezului magnetic statoric  $M_m[\text{kg}] = 556.752$

## CALCULUL INCALZIRII

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la fierul statoric  $R_{t1}$

Grosimea stratului de aer intre bobina si miez  $d_{11}[\text{m}] = 0.0003$   
Conductivitatea termica a aerului  $\lambda_{a11}[\text{w/mC}] = 0.022$   
Grosimea bandajului impregnat  $d_{12}[\text{m}] = 0.001$   
Conductivitatea termica a bandajului  $\lambda_{a12}[\text{w/mC}] = 0.13$   
Grosimea izolatiei de mylar  $d_{13}[\text{m}] = 0.00025$   
Conductivitatea termica a izolatiei de mylar  $\lambda_{a13}[\text{w/mC}] = 0.17$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $S_{u1}[\text{mp}] = 0.193762$   
Rezistenta termica  $R_{t1}[\text{w/mpC}] = 0.11767$

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la aer  $R_{t2}$

Transmisivitatea termica a bobinajului  $\text{Alfa}_{0b} = 13.3$   
Coeficient care tine seama de modul de trecere al aerului  $k = 0.8$   
Viteza aerului  $v_2[\text{m/s}] = 0$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $S_{u2}[\text{mp}] = 1.385285$   
Rezistenta termica  $R_{t2}[\text{w/mpC}] = 0.05983$

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la miezul feromagnetic  $R_{t3}$

Grosimea izolatiei de mylar in crestatura  $d_{31}[\text{m}] = 0.00025$   
Grosimea bandajului  $d_{32}[\text{m}] = 0.00025$   
Grosimea stratului de aer  $d_{33}[\text{m}] = 0.002$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $S_{u3}[\text{mp}] = 2.073600$   
Rezistenta termica  $R_{t3}[\text{w/mpC}] = 0.04548$

Rezistenta termica de trecere de la fier la aer Rt4

Transmisivitatea termica de trecere de la fier la aer AlfaOf=16.7

Viteza aerului care spala suprafata fierului v4[m/s]=0

Suprafata de transmitere a caldurii Su4[mp]= 17.794112

Rezistenta termica Rt4[w/mpC]= 0.00337

Rezistenta termica de trecere de la fier la aer  
inspre intrefier Rt5

Grosimea izolatiei inspre intrefier d51[m]=0.001

Conductivitatea termica a izolatiei inspre intrefier la51=0.15

Suprafata de transmitere a caldurii Su5[mp]= 0.243000

Rezistenta termica Rt5[w/mpC]= 0.07237

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la aer in intrefier Rt6

Suprafata de transmitere a caldurii Su6[mp]= 8.009798

Rezistenta termica Rt6[w/mpC]= 0.00278

Rezistentele termice echivalente

Rezistenta echivalenta Re1[w/mpC]= 0.00207

Rezistenta echivalenta Re2[w/mpC]= 0.00296

Rezistenta echivalenta Re3[w/mpC]= 0.04000

Temperatura infasurarii indusului Tecu1[C]=45.837

Temperatura infasurarii de excitatie Teex[C]=95.584

Temperatura fierului statoric Tefe[C]=44.281

## REZULTATELE CALCULULUI MASINII SINCRONE HOMOPOLARE

### DATE DE PROIECTARE

Puterea nominala SN[VA]=200000  
Turatia nominala NN[rot\min]=1000  
Frecventa nominala FN[Hz]=50  
Tensiunea nominala UN[V]=400  
Diametrul rotorului sub poli DET[m]=0.55  
Numarul de faze m=3

### DATE PRINCIPALE

Curentul nominal de faza Iin[A]= 289.017  
T.e.m. indusa pe faza E1N[V]= 249.711  
Puterea aparenta interioara SIN[VA]=216000.000  
Numarul perechilor de poli p= 3  
Factorul de forma al tensiunii Kf=1.11  
Factorul de acoperire polara ALFap=0.8

Numarul de crestaturi pe pol si faza q=6  
Factorul de scurtare yPtau=0.66  
Numarul de crestaturi NC=108  
Unghiul de defazaj intre doua tensiuni consecutive ale stelei t.e.m. ALFA=  
0.175  
Factorul de bobinaj Kq=0.956  
Factorul de scurtare Ky=0.861  
Factorul de infasurare KB1=0.823  
Intrefierul Delta[m]=0.006  
Inaltimea polilor rotorici hp[m]=0.06  
Diametrul interior al statorului Dis[m]=0.682

### DIMENSIUNILE PRINCIPALE

Pasul polar TAU[m]= 0.357  
Patura de curent aleasa A[A/m]=30000  
Inductia excitatiei Be[T]=0.5  
Factorul Kca=0.731  
Inductia in intrefier B[T]=0.272  
Lungimea ideala echivalenta calculata Lie[m]= 0.472  
Lungimea piciorului pachetului de tole calculata Lic[m]= 0.236  
Lungimea piciorului pachetului de tole aleasa Lica[m]=0.24  
Lungimea ideala echivalenta aleasa Liea[m]= 0.480

Pasul dentar  $T1[m]= 0.020$   
 Fluxul nominal  $FIn[Wb]= 0.037$   
 Numarul de spire pe faza calculat  $N1= 36.58$   
 Numarul de spire pe faza ales  $N1a=40$   
 Numarul de conductoare in crestatura calculat  $ncc= 2.222$   
 Numarul de conductoare in crestatura ales  $nca=3$   
 Numarul de spire pe faza final  $N1f=54.000$   
 Fluxul polar calculat  $FInc[Wb]=0.0253$   
 Fluxul de mers in gol calculat  $FIOn[Wb]=0.0234$   
 Inductia magnetica in intrefier recalculata  $B[T]= 0.185$   
 Densitatea de curent in infasurarea indusului aleasa  $j1a[A/mp]=3000000$   
 Sectiunea conductorului indusului calculata  $Scu1[mp]=0.00009634$   
 Sectiunea conductorului indusului aleasa  $Scula[mp]=0.0001$   
 Patura de curent calculata  $Ac[A/m]= 43706.645$   
 Alegerea preliminara a latimii crestaturii  $bc[m]=0.012$   
 Alegerea latimii bobinei in crestatura  $bcu[m]=0.01$   
 Latime preliminara a dintelui  $bd[m]= 0.0078$   
 Latimea aleasa a dintelui  $bda[m]=0.0075$   
 Latimea crestaturii  $bca[m]= 0.0123$

Factorul de umplere al crestaturii  $Ku=0.5$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura calculata  $hcu[m]= 0.0289$   
 Inaltimea bobinajului in crestatura aleasa  $hca[m]=0.03$   
 Distanta dintre laturile de bobina in crestatura  $hcc[m]=0.002$   
 Distanta dintre bobina de excitatie si infasurarea indusului  $hdie[m]=0.005$   
 TIPUL BOBINAJULUI : in opt  
 Inaltimea totala a bobinajului indusului calculata  $hbc[m]=0.069000$   
 Inaltimea totala a bobinajului indusului aleasa  $hba[m]=0.075$   
 Numarul de conductoare elementare in paralel  $ns=4$   
 Diametrul conductorului calculat  $dcuc[m]= 0.00564$   
 Diametrul conductorului ales  $dcua[m]=0.006$   
 Sectiunea finala a bobinajului indusului  $Scu1f[mp]=0.00011309$   
 Factorul de umplere al miezului magnetic  $Kfe=0.95$   
 Inductia magnetica in dinte  $Bdi[T]= 0.514$   
 Inductia magnetica in jugul statoric aleasa  $Bj1[T]=0.6$   
 Inaltimea jugului statoric  $hj1[m]= 0.19530$

#### CIRCUITUL MAGNETIC

Intrefierul maxim  $Deltam[m]=0.007$   
 Diametrul exterior rotorului  $Dr[m]= 0.670$   
 Latimea talpii polare  $bp[m]= 0.286$   
 Unghiul la centru a polului  $Rp[m]= 0.324$   
 Unghiul la centru corespunzator unui pol rotorului  $\alpha1[grade]= 48.860$   
 Inductia magnetica in polul rotorului  $Bj2= 0.738$

#### BOBINA DE EXCITATIE

Factorul lui Carter  $Kc=1.158$   
 Densitatea de curent in infasurarea de excitatie aleasa  $Jce[A/mp]=3000000$   
 Inaltimea ferestrei tolei statorice  $lf[m]=0.15$   
 Tensiunea excitatiei  $Ue[V]=308$   
 Rezistivitatea cuprului  $Rocu[ohmm]=2.1e-8$

Fluxul FI1[Wb]= 0.031  
 Inductia in intrefier Bde1[T]= 0.228  
 Inductia infasurarii de excitatie Bel[T]= 0.418  
 Tensiunea magnetica in intrefier Umd11[A]=4620.295  
 Inductia in dinte Bdi11[T]= 1.163  
 Intensitatea campului magnetic in dinte Hd11[A/m]= 512.362  
 Inaltimea preliminata a bobinei de excitatie he[m]=0.06  
 Tensiunea magnetica in dinte Umdi11[A]= 338.464  
 Inductia in jugul statoric Bji11[T]= 1.430  
 Intensitatea campului magnetic in jugul statoric Hja11[A/m]=1508.198  
 Tensiunea magnetica in jugul statoric Umj11[A]= 950.165  
 Inductia in polii rotorici Bj21[T]= 1.671  
 Intensitatea campului magnetic in polii rotorici Hj21[A/m]=5231.758  
 Tensiunea magnetica in polii rotorici Umj21[A]=3296.008  
 Tensiunea magnetica totala SumaUm[A]=9204.932  
 Solenatia excitatiei nominale TETAen[A]=9204.932  
 Solenatia de calcul a excitatiei Tetae[A]=9665.178  
 Factorul de saturatie calculat Ks=1.992  
 Doriti sa recalculati solenatia la alta valoare a  
 tensiunii Ue ? - D/N -

Inaltimea bobinei de excitatie he[m]=0.043  
 Lungimea medie a spirei bobinei de excitatie lmede[m]= 2.749  
 Sectiunea calculata a conductorului infasurarii de excitatie Scue[mp]=0.0061  
 Sectiunea aleasa a conductorului infasurarii de excitatie Scuea[mp]=0.006  
 Numarul de spire al infasurarii de excitatie calculat Ne=1610.86  
 Numarul de spire al infasurarii de excitatie ales Nea=1600  
 Curentul de excitatie nominal IEN[A]= 6.041  
 Rezistenta infasurarii de excitatie Rex[ohm]= 46.178  
 Pierderile in infasurarea de excitatie Pex[W]=1685.049

#### PARAMETRII INFASURARII INDUSULUI

Factorul de saturatie ales Ks=1.25  
 Permeanta medie de crestatura Lanc=0.4640  
 Permeanta capetelor de dinti Lanz1=0.4503  
 Permeanta capetelor de bobina Lanf=0.2940  
 Permeanta diferentiala Land1=1.7103  
 Inductivitatea de dispersie Llsigma[H]= 0.001  
 Reactanta de dispersie xlsigma[ohm]= 0.170  
 Inductivitatea de magnetizare ideala Lm[H]= 0.005  
 Inductivitatea de magnetizare dupa axa d Lmd[H]= 0.004  
 Inductivitatea de magnetizare dupa axa q Lmq[H]= 0.003  
 Reactanta de magnetizare dupa axa d Xdm[ohm]= 1.413  
 Reactanta de magnetizare dupa axa q Xqm[ohm]= 0.970  
 Reactanta longitudinala Xd[ohm]= 1.582  
 Reactanta transversala Xq[ohm]= 1.140



## PIERDERILE IN INDUS

Rezistenta fazei  $R_1[\text{ohm}] = 0.016$   
Pierderile in indus  $P_{cu1}[\text{W}] = 3929.332$   
Lungimea medie a unei spire a indusului  $l_{med}[\text{m}] = 2.308$

## DIMENSIONAREA INFASURARII DE AMORTIZARE

Numarul de bare al coliviei de amortizare calculat  $n_a = 22.8$   
Numarul de bare al coliviei de amortizare ales  $n_{aa} = 24$   
Pasul de crestatura al coliviei de amortizare  $t_a[\text{m}] = 0.011$   
Sectiunea barei coliviei de amortizare calculata  $S_a[\text{mp}] = 0.00003468$   
Sectiunea barei coliviei de amortizare aleasa  $S_{aa}[\text{mp}] = 0.00004$   
Sectiunea inelului de scurtcircuitare calculata  $S_{isc}[\text{mp}] = 0.00043200$   
Sectiunea inelului de scurtcircuitare aleasa  $S_{isca}[\text{mp}] = 0.0006$

## CALCULUL PARAMETRILOR COLIVIEI DE AMORTIZARE

Rezistenta raportata a coliviei dupa axa d  $r_d[\text{u.r.}] = 0.022$   
Rezistenta raportata a coliviei dupa axa q  $r_q[\text{u.r.}] = 0.015$   
Reactanta de scapari dupa axa longitudinala  $x_{\sigma d}[\text{u.r.}] = 0.0637$   
Reactanta de scapari dupa axa transversala  $x_{\sigma q}[\text{u.r.}] = 0.0377$

## CALCULUL PARAMETRILOR SI CONSTANTELOR DE TIMP ALE REGIMULUI TRANZITORIU

Reactanta tranzitorie longitudinala  $x_{pd}[\text{u.r.}] = 0.2996$   
Reactanta tranzitorie transversala  $x_{pq}[\text{u.r.}] = 0.2235$   
Reactanta supratranzitorie longitudinala  $x_{sd}[\text{u.r.}] = 0.1695$   
Reactanta supratranzitorie transversala  $x_{sq}[\text{u.r.}] = 0.1575$   
Reactanta inversa  $x_2[\text{u.r.}] = 0.1635$   
Constanta de timp a infasurarii de excitatie  $T_e[\text{s}] = 1.035$   
Constanta de timp a curenților tranzitorii  $T_{pd}[\text{s}] = 0.2721$   
Constanta de timp a infasurarii de amortizare  $T_{pdd}[\text{s}] = 0.0349$   
Constanta de timp a curenților supratranzitorii  $T_{sd}[\text{s}] = 0.0195$   
Constanta de timp a infasurarii statorului  $T_a[\text{s}] = 0.0459$

## CURRENTII DE SCURT-CIRCUIT

Curentul permanent de scurtcircuit trifazat  $I_d[A]=252.776$   
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit trifazat  $I_{pd}[A]=964.600$   
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit trifazat  $I_{sd}[A]=1705.449$   
Curentul permanent de scurtcircuit bifazat  $I_{db}[A]=383.048$   
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit bifazat  $I_{pdb}[A]=1080.919$   
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit bifazat  $I_{sdb}[A]=1503.460$   
Curentul permanent de scurtcircuit monofazat  $I_{dm}[A]=661.077$   
Curentul tranzitoriu de scurtcircuit monofazat  $I_{pdm}[A]=1853.367$   
Curentul supratranzitoriu de scurtcircuit monofazat  $I_{sdm}[A]=2567.763$   
Curentul maxim de scurtcircuit brusc(soc)  $I_{km}[A]=4317.609$

## RAPORTUL DE SCURT-CIRCUIT

Curentul de excitatie la functionarea in gol  $I_{e0}[A]=0.922$   
Curentul de excitatie la functionarea in sarcina nominala  $I_{ren}[u.r.]=6.555$   
Raportul de scurtcircuit  $RSC0[u.r.]=0.918$   
Raportul de scurtcircuit  $RSCN[u.r.]=6.020$

## CARACTERISTICILE MASINII

Caderea de tensiune  $\Delta u[\%]=25$   
Capacitatea statica de suprasarcina  $k_{km}=6.080$   
Cuplul de rotatie la scurtcircuit brusc  $M_{k3}[Nm]=1554.860$

## PIERDERILE IN FIER

$\sigma_{mah}=0.048$   
 $\sigma_{maw}=1920$   
Grosimea tolei  $g_t=0.0005$   
 $K_{jh}=1.95$   
 $K_{jw}=2.1$   
Pierderile in dinti  $P_{fez1}[W]=340.151$   
Pierderile in jugul statoric  $P_{fej1}[W]=2014.693$   
Pierderile totale in fier  $P_{tfe}[W]=2505.044$

## RANDAMENTUL

Randamentul  $RAN[\%]=96.10$

## MASA MASINII

asa infasurarii de excitatie  $M_e[kg]=78.282$   
asa infasurarii induşului  $M_{ca}[kg]=254.989$   
asa polilor rotorici  $M_p[kg]=266.566$   
asa miezului magnetic statoric  $M_m[kg]=1073.316$

## CALCULUL INCALZIRII

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la fierul statoric  $Rt1$

Grosimea stratului de aer intre bobina si miez  $d11[m]=$

13

Conductivitatea termica a aerului  $la11[w/mC]=0.022$   
Grosimea bandajului impregnat  $d12[m]=0.001$   
Conductivitatea termica a bandajului  $la12[w/mC]=0.13$   
Grosimea izolatiei de mylar  $d13[m]=0.0005$   
Conductivitatea termica a izolatiei de mylar  $la13[w/mC]=0.17$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $Su1[mp]= 0.191089$   
Rezistenta termica  $Rt1[w/mpC]= 0.12701$

Rezistenta termica de trecere de la bobina de excitatie  
la aer  $Rt2$

Transmisivitatea termica a bobinajului  $Alfa0b=13.3$   
Coeficient care tine seama de modul de trecere al aerului  $k=0.8$   
Viteza aerului  $v2[m/s]=0$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $Su2[mp]= 1.576189$   
Rezistenta termica  $Rt2[w/mpC]= 0.05258$

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la miezul feromagnetic  $Rt3$

Grosimea izolatiei de mylar in crestatura  $d31[m]=0.00025$   
Grosimea bandajului  $d32[m]=0.00025$   
Grosimea stratului de aer  $d33[m]=0.002$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $Su3[mp]= 6.220800$   
Rezistenta termica  $Rt3[w/mpC]= 0.01516$

Rezistenta termica de trecere de la fier la aer  $Rt4$

Transmisivitatea termica de trecere de la fier la aer  $Alfa0f=16.7$   
Viteza aerului care spala suprafata fierului  $v4[m/s]=0$   
Suprafata de transmitere a caldurii  $Su4[mp]= 31.926079$   
Rezistenta termica  $Rt4[w/mpC]= 0.00186$

Rezistenta termica de trecere de la fier la aer  
inspre intrefier Rt5

Grosimea izolatiei inspre intrefier d51[m]=0.001  
Conductivitatea termica a izolatiei inspre intrefier la51=0.15  
Suprafata de transmitere a caldurii Su5[mp]= 0.388800  
Rezistenta termica Rt5[w/mpC]= 0.04399

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la aer in intrefier Rt6

Suprafata de transmitere a caldurii Su6[mp]= 1.246453  
Rezistenta termica Rt6[w/mpC]= 0.01740

Rezistenta termica de trecere de la bobinajul indusului  
la aer spre interior si in zona capetelor de bobina Rt7

Viteza aerului v7[m/s]=0  
Suprafata de transmitere a caldurii Su7[mp]= 1.246453  
Rezistenta termica Rt7[w/mpC]= 0.06186

Rezistentele termice echivalente

Rezistenta echivalenta Re1[w/mpC]= 0.00754  
Rezistenta echivalenta Re2[w/mpC]= 0.00168  
Rezistenta echivalenta Re3[w/mpC]= 0.03733  
Temperatura infasurarii indusului Tecul[C]=69.621  
Temperatura infasurarii de excitatie Teex[C]=102.904  
Temperatura fierului statoric Tefe[C]=44.201

Pasul dentar  $Ti[m]$ = 0.014  
 Fluxul nominal  $Fin[Wb]$ = 0.010  
 Numarul de spire pe faza calculat  $N1$ = 133.60  
 Numarul de spire pe faza ales  $N1a$ =144  
 Numarul de conductoare in crestatura calculat  $ncc$ = 3.000  
 Numarul de conductoare in crestatura ales  $nca$ =3  
 Numarul de spire pe faza final  $N1f$ =144.000  
 Fluxul polar calculat  $Flin[Wb]$ =0.0095  
 Fluxul de mers in gol calculat  $F10n[Wb]$ =0.0088  
 Inductia magnetica in intrefier recalculata  $B[T]$ = 0.253  
 Densitatea de curent in infasurarea indusului aleasa  $j1a[A/mp]$ =3000000  
 Sectiunea conductorului indusului calculata  $Scu1[mp]$ =0.00001204  
 Sectiunea conductorului indusului aleasa  $Scu1a[mp]$ =0.0000125  
 Patura de curent calculata  $Ac[A/m]$ = 19951.762  
 Alegerea preliminara a latimii crestaturii  $bc[m]$ =0.0074  
 Alegerea latimii bobinei in crestatura  $bca[m]$ =0.006  
 Latime preliminara a dintelui  $bd[m]$ = 0.0071  
 Latimea aleasa a dintelui  $bda[m]$ =0.007  
 Latimea crestaturii  $bca[m]$ = 0.0075

Factorul de umplere al crestaturii  $Ku$ =0.5  
 Inaltimea bobinajului in crestatura calculata  $hcu[m]$ = 0.0161  
 Inaltimea bobinajului in crestatura aleasa  $hca[m]$ =0.011  
 Distanța dintre laturile de bobina in crestatura  $hcc[m]$ =0.002  
 Distanța dintre bobina de excitatie si infasurarea indusului  $hdie[m]$ =0.00  
 TIPUL BOBINAJULUI in opt  
 Inaltimea totala a bobinajului indusului calculata  $hbc[m]$ =0.043000  
 Inaltimea totala a bobinajului indusului aleasa  $hba[m]$ =0.045  
 Numarul de conductoare elementare in paralel  $ns$ =2  
 Diametrul conductorului calculat  $dcuc[m]$ = 0.00282  
 Diametrul conductorului ales  $dcua[m]$ =0.003  
 Sectiunea finala a bobinajului indusului  $Scu1f[mp]$ =0.00001414  
 Factorul de umplere al miezului magnetic  $Kfe$ =0.95  
 Inductia magnetica in dinte  $Bdi[T]$ = 0.551  
 Inductia magnetica in jugul statoric aleasa  $Bj1[T]$ =1.7  
 Inaltimea jugului statoric  $h.j1[m]$ = 0.02769



În figura 7.2 se prezintă forma tolei statorice și dimensiunile acesteia.

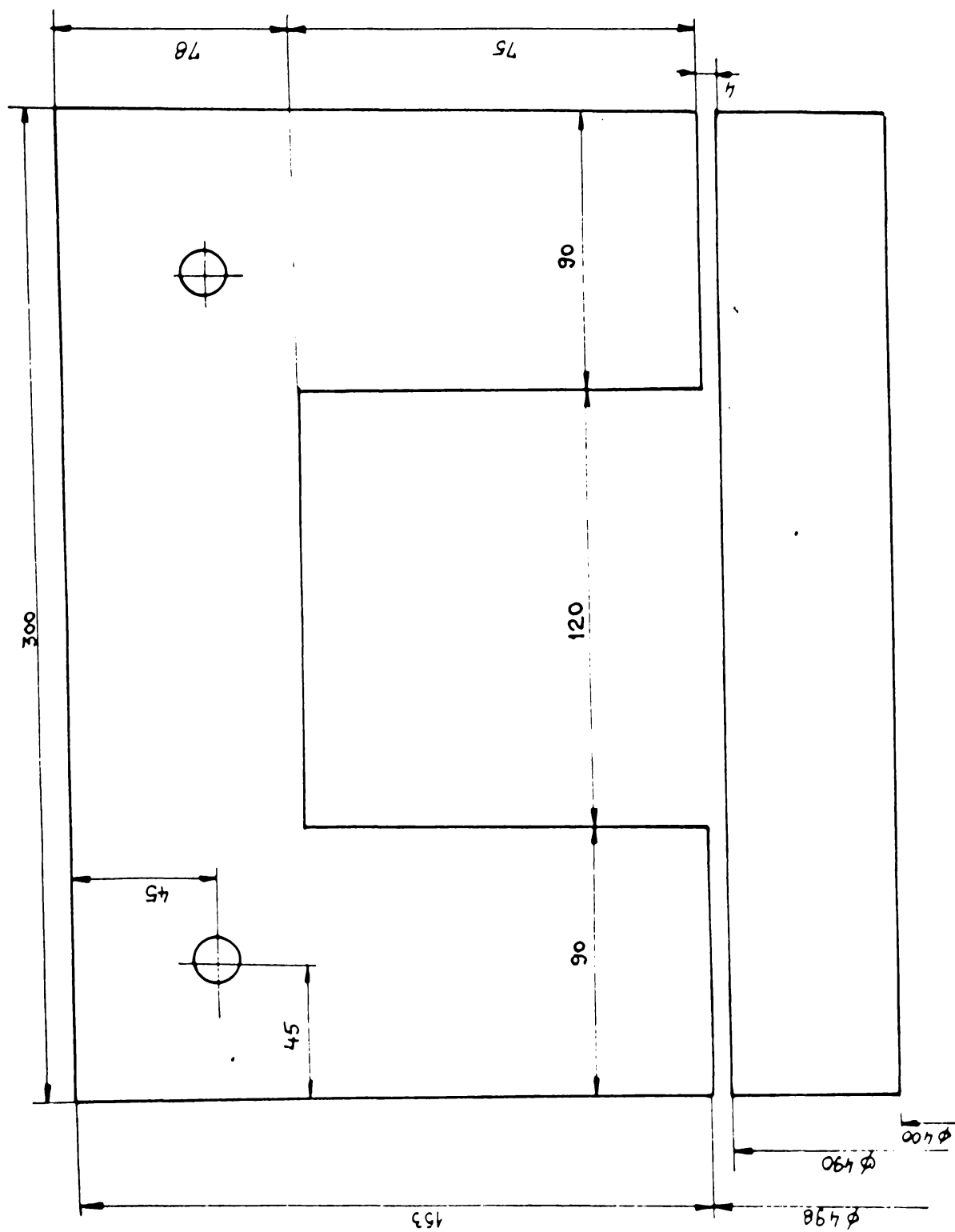


Fig. 7.2

În figura 7.3 se prezintă secțiunea transversală prin mașina sincronă homopolară reactivă cu excitație statorică.

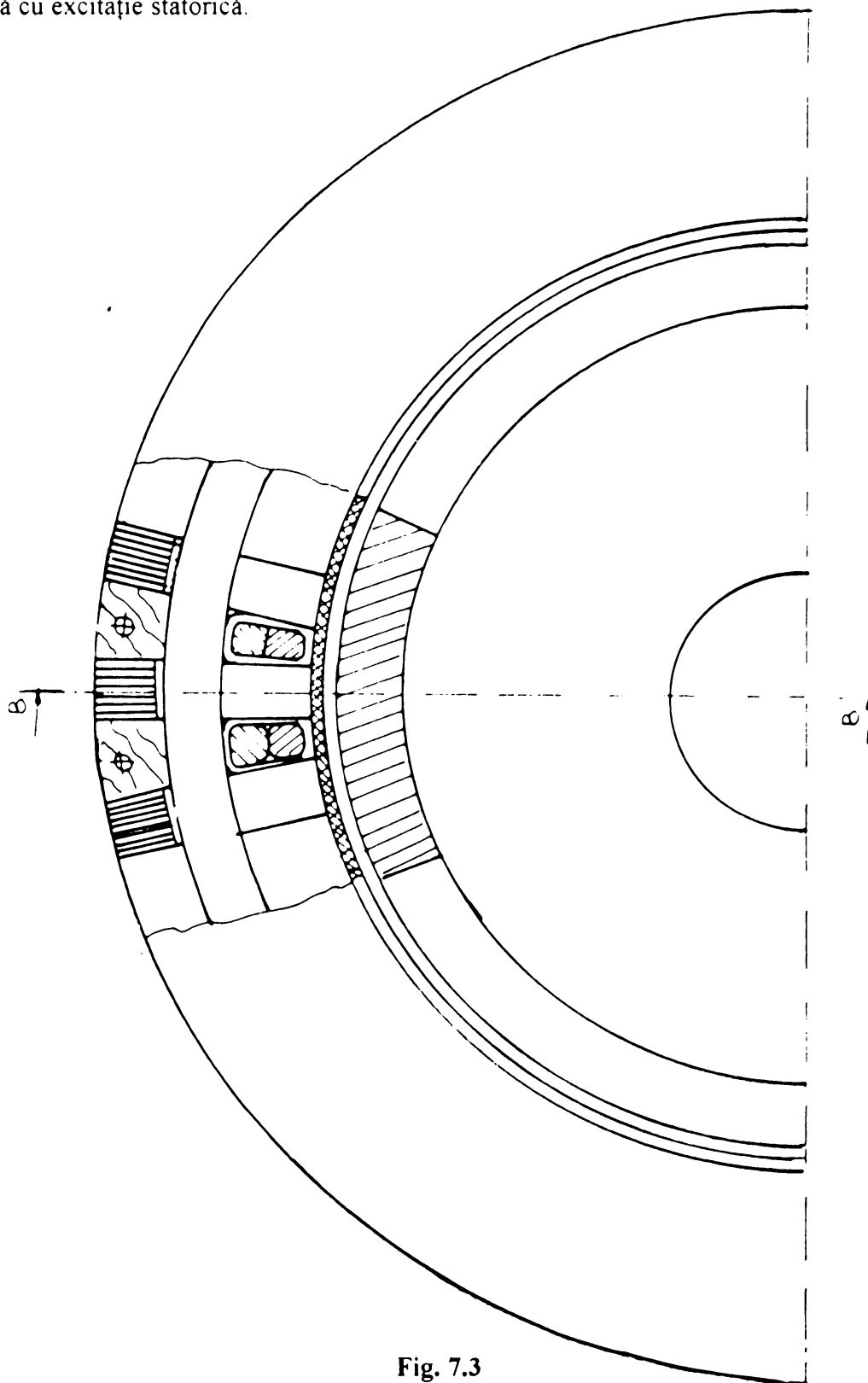


Fig. 7.3



În figura 7.4 se prezintă secțiunea longitudinală prin mașină.

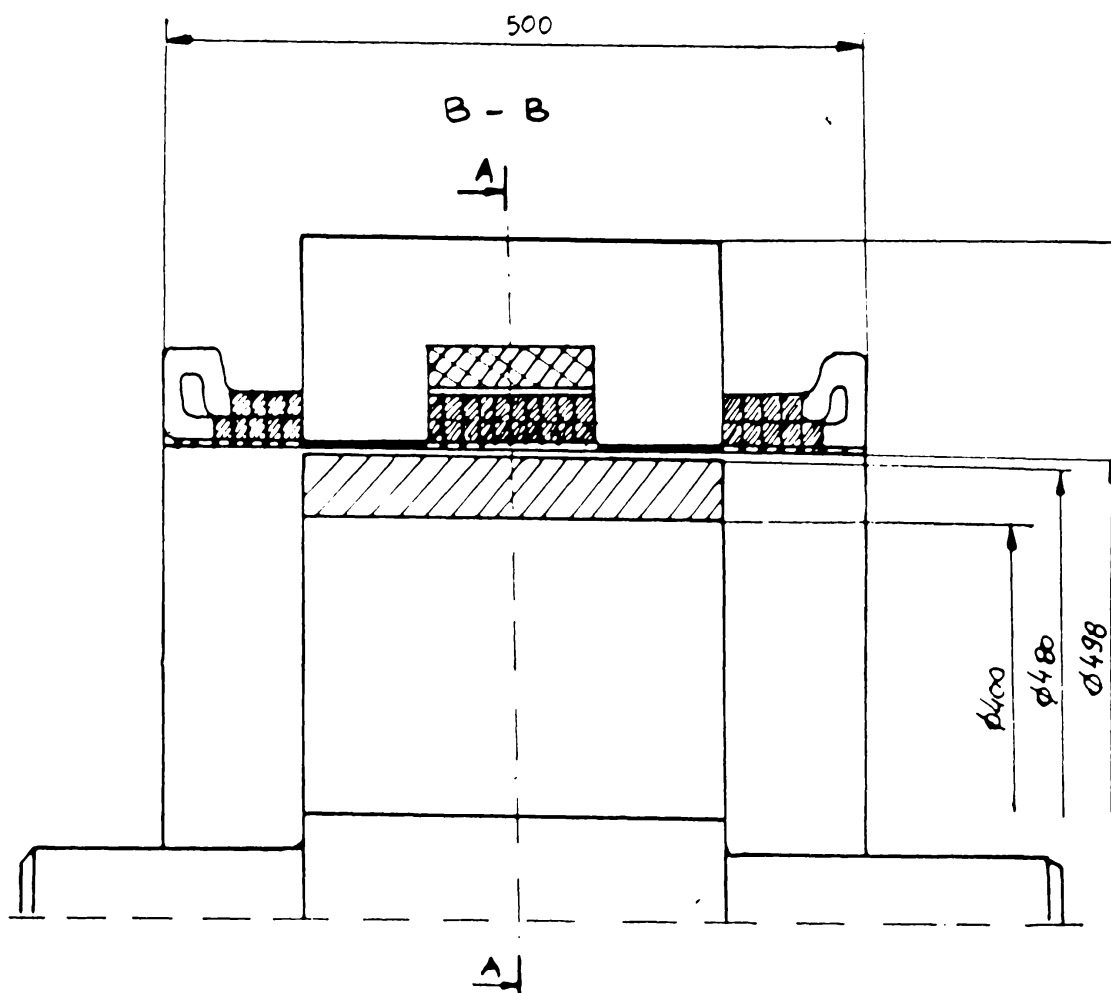


Fig. 7.4

#### **7.4 Valorile câmpului magnetic determinate cu ajutorul metodei tridimensionale a elementului finit**

Pe discheta anexată se regăsesc valorile inducției magnetice în nodurile rețelei de discretizare tridimensională a cărei formă de variație a fost prezentată în fig. 3.16.

Fișierele se numesc solvedmu și fileset 1.adp și pot fi apelate din Norton Comander.

#### **7.5 Programul de calcul cu ajutorul metodei circuitului magnetic echivalent (TURBO C)**

Pentru lansarea în execuție a acestui program se utilizează fișierul omopol.exe și conform schemei logice prezentate în fig. 3.27 programul solicită datele de intrare după care calculează curba de magnetizare a materialului, matricile permeanțelor și surselor conform schemei echivalente, calculează și reprezintă grafic solenațiile în mașină la diferite momente de timp, rezolvă sistemul de ecuații diferențiale ale mașinii, calculează și reprezintă grafic caracteristica de gol a mașinii și calculează și reprezintă dependența parametrilor mașinii de poziția rotorului.

Programul are o complexitate deosebită, mai ales datorită posibilității de rezolvare a unui sistem cu peste 100 de ecuații.

#### **7.6 Curbele solenației pentru diferite poziții ale polului feromagnetic în lungul unei perechi de poli**

În fig. 7.5+7.10 sunt prezentate solenațiile obținute prin calcul pentru diferite momente de timp, adică pentru diferite poziții ocupate de polul feromagnetic sub pachetele de tole statorice de-a lungul unei perechi de poli.



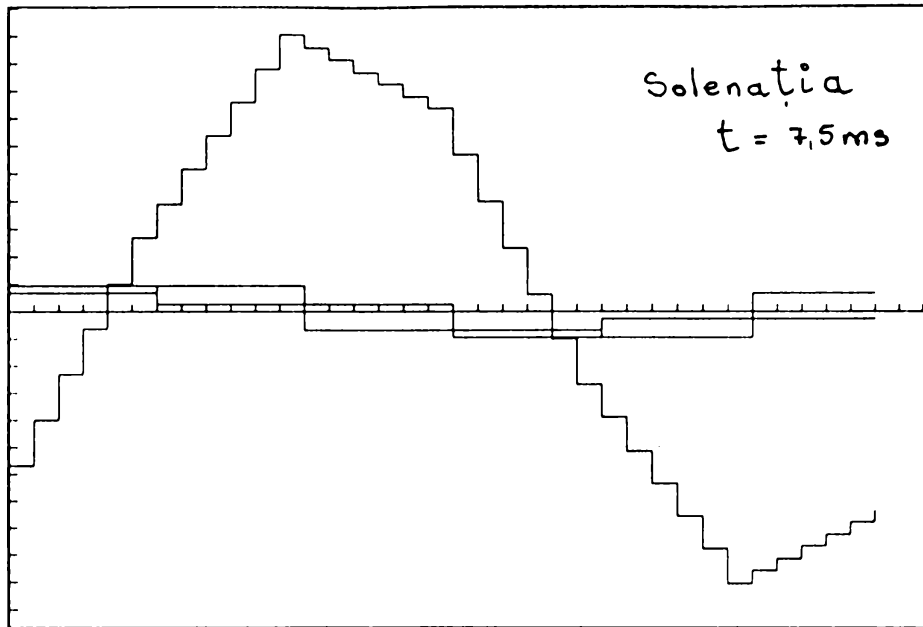


Fig. 7.7

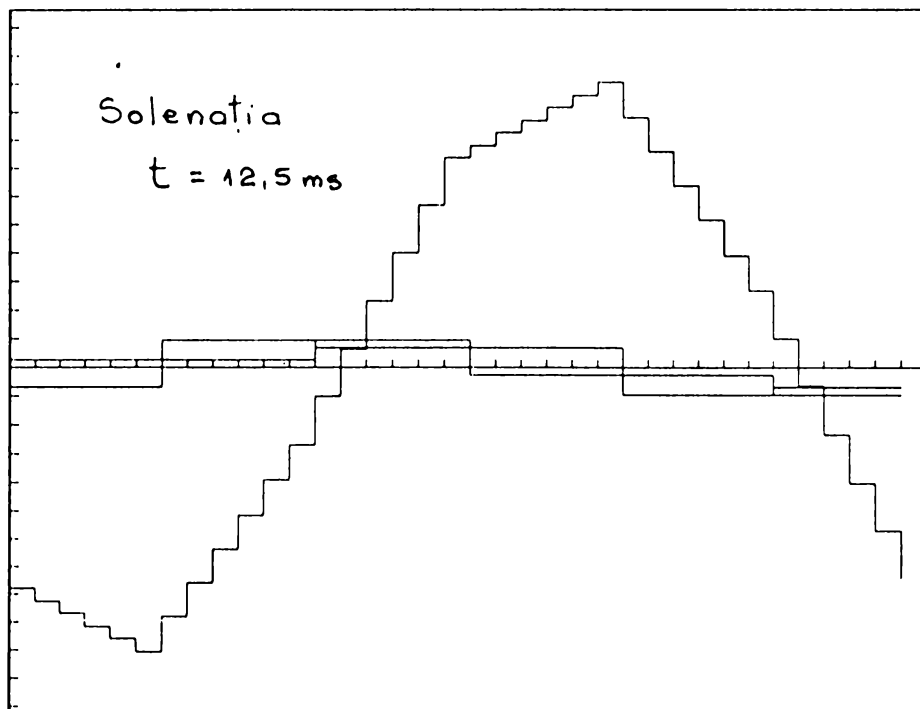


Fig. 7.8

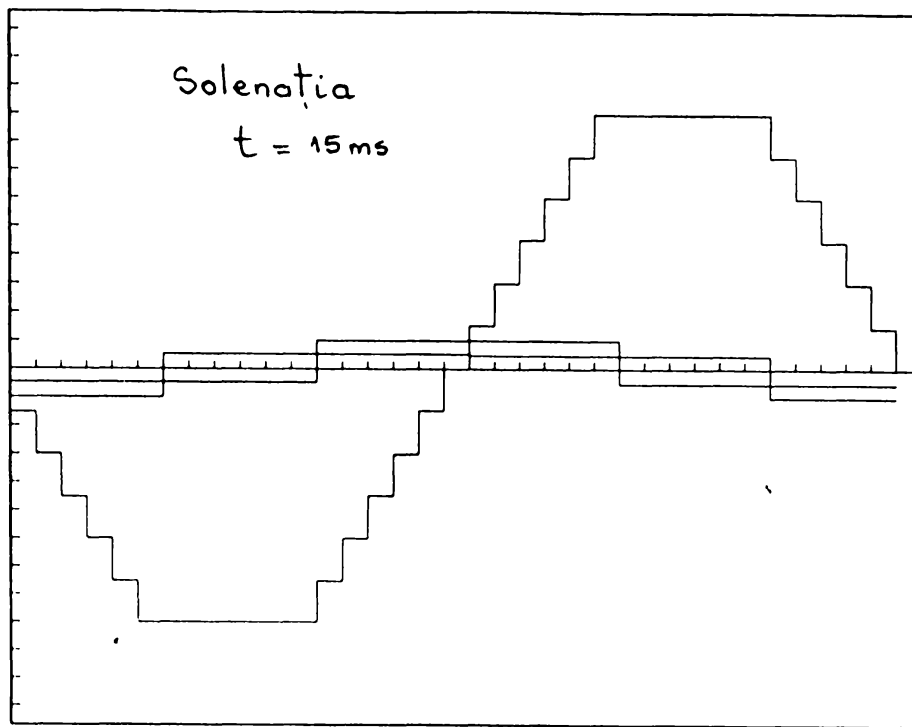


Fig. 7.9

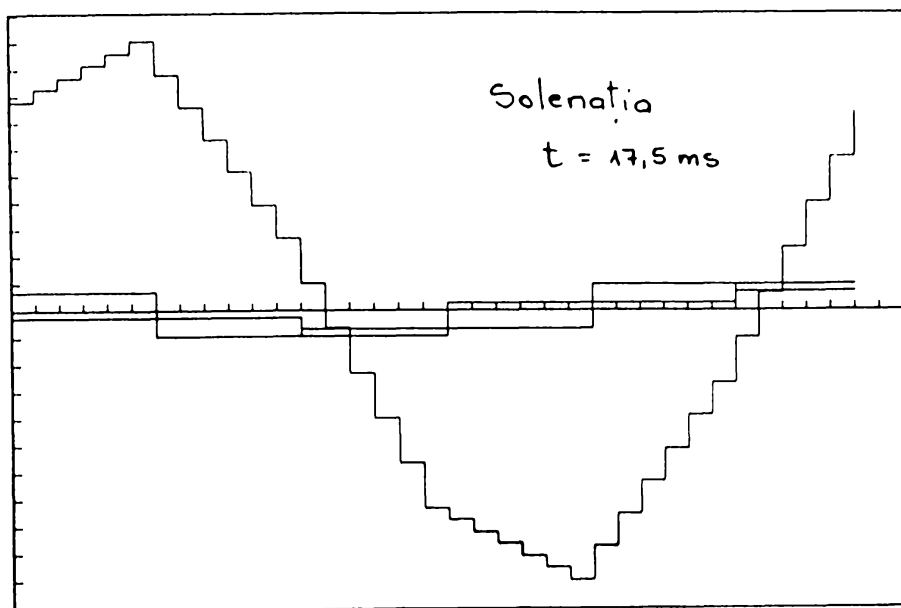


Fig. 7.10

## CAPITOLUL 8

### **Bibliografie selectivă**

1. Allano, S., Selkhadir, A., Bonnafous, F., Barrue, R., Perron, J.C., Taghizadeh - Tabarsi, A., *Study and elements of design of high speed reluctance machines including amorphous magnetic materials*, ICEM '88.
2. Armenski, E., Falk, G., *Micromasines electriques*, Editions de Moscou, MIR, 1976.
3. Bălă, C., *Mașini electrice. Teorie și încercări*, E.D.P., București, 1979.
4. Bălă, C., *Proiectarea mașinilor electrice*, E.D.P., București, 1967.
5. Bălănescu, T., ș.a., *Pascal și Turbo Pascal*, vol. 1,2, Editura Tehnică, București, 1992.
6. Balchim, M. J., Eastham, J. F., *Characteristics of heteropolar linear synchronous machine with passive secondary*, Electric Power Application, December, 1979, vol. 2, no. 8.
7. Berget, P., *The finite element method applied to rotating electrical machines. Thesis*. The norwegian Institute of Tehnolgy, Trondheim, 1978.
8. Betz, R.E., *Theoretical aspects of control of synchronous reluctance machines*, IEEE Proceeding S-B, vol. 139, No. 4, July, 1992.
9. Biriescu, M., *Mașini electrice. Determinări de parametri. Caracteristici și încercări*, Editura Lito U.P.T., Timișoara, 1995.
10. Biriescu, M., *Determinarea unor parametrii electromagnetici și caracteristici ale câmpului magnetic din întrefier la mașini sincrone de putere mare*, Teza de doctorat, Timișoara, Lito I.P.T., 1983.
11. Biriescu, M., Liuba, Gh., *Identification of Reactances of Synchronous Machines Including the saturation Influences. Proceedings*, Zürich, aug. 1991.
12. Babescu, M., Nica, E., *Mașini electrice*, Lito, I.P.T., Timișoara, 1988.
13. Babescu, M., *Mașini electrice, Probleme rezolvate*, Editura Tehnică, București, 1996.
14. Băbescu, M., *Mașini electrice*, Lito, U.P.T., Timișoara, 1995.
15. Block, R., Henneberger, G., *Numerical calculation and Simulation of a Claw-Pole Alternator*, ICEM '92, Manchester, pp. 127-131.
16. Boldea, I., *Parametri mașinilor electrice. Identificare, estimare și validare*, Editura Academiei Române, București, 1991.
17. Boldea, I., *Transformatoare și mașini electrice*, Editura Didactică și Pedagogică R.A., București, 1994.
18. Boldea, I., Atanasiu, Gh., *Analiza unitară a mașinilor electrice*, Editura Academiei R.S.R., București, 1983.

19. Boldea, I., *Vehicule pe pernă magnetică. Propulsie, levitație și ghidaj*, Editura Academiei R.S.R., București, 1981.
20. Boldea, I., Nasar, S.A., *Linear synchronous homopolar motor-design procedure for propulsion and levitation*, Int. quant. elec. machines and electromecanics 3,4 (1979).
21. Boldea, I., Nasar, S.A., *Field winding drag and normal forces of linear synchronous homopolar motors*, Int. quant. elec. machines and electromecanics 2,3 (1978).
22. Boldea, I., *An experimental study of LSHM*, Buletinul Științific și Tehnic al I.P."Traian Vuia" Timișoara, 2 ( 1978 ).
23. Boldea, I., Nasar, S.A., *Emerging Electric Machines with axially laminated anisotropic rotors; a review*; Electric Machine and Power Systems, 19, pp 673-703, 1991.
24. Boldea, I., Fu, Z.X., Nasar, S.A., *Torque Vector control (TVC) of axially-laminated anisotropic ( ALA ) rotor reluctance synchronous motors*, Electric Machine and Power Systems, 19, pp. 381-398, 1991.
25. Boldea, I., *Ecuațiile de stare ale motorului sincron homopolar alimentat prin inverter*, Buletinul Științific al I.P.T.V.T., Timișoara, 1984.
26. Boldea, I., Fu, Z.X., Nasar, S.A., *Methodologies for Comparing Brushless High Performance Drives*, A Research Report submitted to G.E. Corporate Research and Development Schenectady New York, July, 1991.
27. Boldea, I., Fu, Z.X., Nasar, S.A., *Digital Simulation of a vector current controlled axially - laminated anisotropic ( ALA ) rotor synchronous motor servo - drive*, Electric Machine and Power Systems, 1992.
28. Brătianu, C., *Metode cu elemente finite*, Editura Academiei, București, 1983.
29. Cannistra, G., Negro, G., Labini, M., *Automatic generation of grids for Studying Electrical Machines by Finite Element method*, Int. Aegean Conf. on Electrical machines and Power Electronics, vol. 2/2, Husadasi, Turkey, 1992.
30. Catrina, O., Cojocaru, I., *Turbo C...*, Editura Teora, București, 1993
31. Câmpeanu, A., *Mașini electrice. Probleme fundamentale, speciale și de funcționare optimală*, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1988.
32. Câmpeanu, A., *Asupra determinării unor parametri ai mașinii sincrone*, in EEA Electrotehnica, 7, 1976, pp. 226-231.
33. Câmpeanu, A., *Über eine besondere Betriebsweise des Ruckarbeitsbetriebes von Synchronmaschinen*, in A.f. E., 61, pp. 33-40, 1979.
34. Câmpeanu, A., *Contribuții la studiul unui regim de recuperare al mașinii sincrone*, în Studii și Cerc. De Energ. și Electrot., 23,4, pp. 971-986, 1973.



35. Câmpeanu, A., *Stabilitatea statică a mașinii sincrone*, În: Electrotehnica, Nr. 19, pp. 401-404, 1971.
36. Cioc, I., Nica, C., *Proiectarea mașinilor electrice*, Editura Didactică și Pedagogică R.A., București, 1994.
37. Cioc, I., Baros, I., Cristea, N., Bichir, N., *Mașini electrice. Îndrumar de proiectare*, vol I, II, III, Editura Scrisul Românesc Craiova, 1976, 1981, 1985.
38. Chari, M.V.K., Silvester, P.P., Konrad, A., Scendes, Z.J., Palma, M.A., *IEEE Transaction Power App. And Systems*, 100 (1981), 8, 4007-4019.
39. Chari, M.V.K., Silvester, P.P., *Finite elements in electrical and magnetic field problems*, I. Wiley and Sons, Chichester, 1980.
40. Chari, M.V.K., Konrad, A., Palma, M.A., D'Angelo, J., *IEEE Transaction on magnetics*, 18 (1982), 2, 436-446.
41. Chari, M.V.K., *Transaction on magnetics*, 19 (1983), 6, 2321-2324.
42. Coulomb, J.L., *Analyse tridimensionnelle des champ e'lectriques et magnetiques par la methode des elements finis*, These, Inst. National Politehnique de Grenoble, 1981.
43. Costenco, M.P., Piotrovski, L.M., *Elektriceskie mașini*, Moskva-Leningrad, Gosenergoizdat, vol. I, II, 1957, 1958.
44. Dawson, G.E., Unteregelsbacher, E., *A transverse laminated linear synchronous homopolar machine*, 1980, IEEE.
45. Dawson, G.E., Eastham, A.R., Ong, R., *Computed - Aided Design studies of the homopolar linear synchronous motor*, Transaction on Magnetics, vol. Mag - 20, No.5, September, 1984.
46. Danilevici, Ia.F., Dombrovski, V., Kazovski, E., *Parametrii mașinilor de curent alternativ*, Editura Tehnică, București, 1968.
47. Deaconu, S., *Mașini electrice*, Lito U.P.T., Timișoara, 1996.
48. Deaconu, S., *Regimuri nesimetrice, speciale și tranzitorii ale mașinilor electrice*, Lito U.P.T., Timișoara, 1996.
49. Deaconu, S., Diniș, C., *Acționări electromecanice*, Lito U.P.T., Timișoara, 1996.
50. Deaconu, S., Anghel, S., *Tracțiune electrică*, Lito U.P.T., Timișoara, 1996.
51. Deaconu, S., *The reactive synchronous homopolar machine functioning in stationary regime*, Fuletinul Științific și Tehnic al UPT, Tom 40 (54), Mecanică Agricolă - Metalurgie, Fascicola 1, 2, 1995.
52. Deaconu, S., *Agregat monorotor cu excitație statorică*, Tehnologii și echipamente tehnologice industriale, Hunedoara, 1992.
53. Deaconu, S., *Calculul câmpului magnetic în mașina sincronă homopolară reactivă prin metoda elementului finit*, Sesiunea de Comunicări, F.I.H., Hunedoara, 1995.



54. Deaconu, S., *Determinarea parametrilor mașinii sincrone reactive cu excitație statorică prin metoda circuitelor magnetice echivalente*, Sesiunea de Comunicări, F.I.H., Hunedoara, 1995.
55. Deaconu, S., *Metode moderne de încercare a mașinilor electrice*, Sesiunea de Comunicări, Siderurgica Hunedoara, 1995.
56. Deaconu, S., *Instalație de încercare automată, în diferite regimuri de funcționare a mașinilor electrice*, Sesiunea de Comunicări a Universității din Sibiu, 1995.
57. Deaconu S., *Studiul comparativ al generatoarelor electrice reglabile fără perii*, Referat 1 la Teza de doctorat U.P.Timișoara, 1996.
58. Deaconu S., *Studiul câmpului și parametrilor generatorului electric reglabil fără perii*, Referat 2 la Teza de doctorat U.P.Timișoara, 1997.
59. De Sabata, I., *Bazele electrotehnicii*, vol I, II, Institutul Politehnic, Timișoara, 1980.
60. Dodescu, Gh., Toma, M., *Metode de calcul numeric*, E.D.P, București, 1976.
61. Dordea, T., *Mașini electrice*, E.D.P., București, 1970.
62. Dordea, T., *Mașini electrice*, E.D.P., București, 1977.
63. Dordea, T., Biriescu, M., *Proiectarea mașinilor electrice*, vol. I, II, Lito U.P.T., Timișoara, 1992.
64. Drăgănescu, O. Gh., *Încercările mașinilor electrice rotative*, Editura Tehnică, București, 1987.
65. Drăgănescu, O. Gh., Galbenu, Gh.D., Câmpeanu, A., *Metode noi utilizate la încercarea mașinilor electrice*, Institutul central de documentare tehnică, București, 1966.
66. Drăgănescu, O. Gh., *Metode pentru determinarea impedanței homopolare la mașinile sincrone*, în *Electrotehnică, Electronică, Automatică*, Nr.7, 1976, p. 231-240, București.
67. El - Serafi, A.M., Abdallah, A.S., El - Sherbiny, M.K., Bodawy, E.H., *Modeling of Saturated Synchronous machines including the cross - magnetizing effect for steady - state stability studies*, ICEM 88.
68. *Energy Conversion*, June, 1986, p. 145-180.
69. Gălan, N., *Motorul electric cu histerezis*, Editura Tehnică, București, 1974.
70. Gârlășu, St., Popp, C., Ionel, S., *Introducere în analiza spectrală și de corelație*, Editura Facla, Timișoara, 1982.
71. Gârlășu, St., *Prelucarea în timp real a semnalelor fizice*, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1978.
72. Gârlășu, St., *The classification of the Fourier spectra and their expression with the DFT Fourier coefficients*, Sesiunea de comunicări a Universității "Eftimie Murgu", Reșița, fascicola III, Electrotehnică și sisteme automate, 1996.

73. Gârlaşu, St., *Definirea operatorului densității spectrale*, în Buletinul Științific și Tehnic al U.P.T.V.T, seria Electrotehnică, tom 22 (36), fasc. 1, pp 125-129, 1977.
74. Gheorghiu, I.S., Fransua, Al., *Mașini electrice*, vol. I, II, III, IV, Editura Academiei R.S.R. București, 1968, 1970, 1971, 1972.
75. Gherman, Gh., *Contribuții la calculul numeric al câmpului magnetic evasistaționar*, Teză, I.P.T., 1982.
76. Goodman, F. R. Jr., *Prince Targets for Wind Turbines in Utility Applications*, Windpower '85, San Francisco C.A., Aug., 27-30, 1985.
77. Gutt, H.J., Muller, J., *New aspects for developing and optimizing modern motorcars generators*, 1992.
78. Haris, M.R., Finch, J.W., Malick, J.A., Miller, T.J., *A review of the Integral Harespower Switched Reluctance Drive*, IEEE Trans., IAS, vol IA-22, July, Aug., 1986, p. 716-721.
79. Hecquet, M., Brochet, P., *Modeling of a claw - pole alternator using permeance network coupled with electric circuits*, Transactions on Magnetics, vol.31, No.3, May, 1995.
80. Heyne, C.J., El-Antably, A.M., *Reluctance and Doubly-Excited Reluctance Motors*, Westinghouse Report for Departament of Energy, 1994.
81. Holmes, P.G., Elsoubaty, N.A., *Cycloconverter-Excited Divided Winding Doubly-Fed Machine as Wind-Power Converter*, IEEE Proceedings, vol. 131, pt. B, No. 2, March, 1984, pp 61-69.
82. Honsinger, V.B., Chalmers, A., *Stability of reluctance motors*, IEEE Winter Meeting, New York, Ianuary-February, 1972.
83. Hou, B., Qu, L., *Identification of parameters for synchronous machine using weighted-bast squares method*, ICEM 88.
84. Huebner, K.H., *The finite element method for engineers*, J. Wiley and Sons, New York, 1975.
85. Jerve, G.K., *Încercările mașinilor electrice rotative*, Editura Tehnică, București, 1968.
86. Kalisz, E., ș.a., *Inițiere în Turbo Pascal*, Editura Teora, București, 1995
87. Kamabu, T., Maun, J.C., *Synchronous and dynamic parameters of large turbine-generators by the finite element method*, ICEM, 1988.
88. Kelemen, A., Crivii, M., *Motoare electrice pas cu pas*, Editura Tehnică, București, 1975.
89. Kernigham, B.W., *The Programming Language*, Pretice Hall Software Series, 1988, New Jersey
90. Kliman, G.B., ș.a., *Evaluation of the Claw-Pole Linear Synchronous motor and*

- performance of the homopolar linear synchronous motor with solid iron-poles*, vol. 1, Washington D.C., 1980.
91. Kosely, T., Dep. Of Electrical Engineering., The University of Tokio, December, 1991.
  92. Kostenko, M., Piotrovski, L., *Machines électriques*, tomes I, II, Edidions Mir, Moscova, 1969.
  93. Kovacs, K.P., *Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice*, Editura Tehnică, București, 1980.
  94. Krause, P.C., *Analysis of Electric Machinery*, Mc. Graw Hill, 1986.
  95. Krefta, M.P., ș.a., *A finite Element Based State Model of Solid Rotor Synchronous Mchines*, Energy Conversion, March 1987, vol. E.C.-2, Nr.1.
  96. Li, R., Wallace, A., Spee, R., *Dynamic Simulation of Brushlees Doubly-Fed Machines*, IEEE PES 1991, Winter Meeting, New York, February, 1991.
  97. Liang, F., Xu, L., Lipo, T.A., *D-q analysis of a variable speed doubly AC excited reluctance motor*, Electric Machine and Power Systems, 19, pp. 125-138, 1991, No. 2, March-April, 1991.
  98. Liang, F., Xu, L., Lipo, T.A., *Transient Model of Doubly Fed Reluctance Motor*, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 6, No. 1, pp. 126-133, March, 1991.
  99. Lipo, T.A., *Variable Speed Generator Tehnologg Options for Wind Turbine Generators*, Doe/ NASA Workshop on Horizontal-Axis Wind Turbine Technology Cleveland, Ohio, 8-10 May, 1984.
  100. Longua, X.; *Analysis of a double-excited brush less reluctance machine by finit element method*, IEEE, Industry Applications Society Annual Meeting, vol I, pp. 171-177, 1992.
  101. Maharaj, K.K., Mohanty, A.K., *Stability of Reluctance Synchronous Motor*, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, vol. PAS - 87, No.12, December, 1968.
  102. Măgureanu, R., *Mașini electrice speciale pentru sisteme automate*, Editura Tehnică, București, 1981.
  103. Măgureanu, R., Vasile, N., *Servomotoare fără perii de tip sincron*, Editura Tehnică, București, 1990.
  104. Mândru, Gh., Rădulescu, M.M., *Analiza numerică a câmpului electromagnetic*, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986.
  105. Miller, T.J.E., Hulton, A., *Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive*, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 27, nr. 4, July-August, 1991
  106. Miller, T.J.E., Costar, C.B., *Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive*, IEEE I as Anual Meeting, October 5, pg. 122-128, 1992.
  107. Mocanu, C. I., *Teoria câmpului electromagnetic*. E.D.P., București, 1981.

108. Muntean, M. Gh., *Aplicarea pe calculator a metodei elementului finit*, Universitatea Braşov, 1979.
109. Mur, G., *The finite-element modelling of three-dimensional electromagnetic fields*, OPTIM'92, Braşov, pp. 3-8, 1992.
110. Muşlea, I., *Curs, Programare orientată pe obiecte*, Editura Microinformatica, Cluj-Napoca, 1992
111. Müller, Y., *Elektrische Maschinen, Grundlagen, Aufbau und Wirkungsweise*, VEB Verlag, Berlin, 1970.
112. Nasar, S.A., Boldea, I., *Linear motion electric machines*, John Wiley Interscience, 1976.
113. Nasar, S.A., Boldea I., *Electric machines*, vol I, II, Francis and Bitter, Washington D.C., 1990, 1992.
114. Nicolaide, A., *Maşini electrice. Teorie. Proiectare*, vol I, II, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1975.
115. Nicolaide, A., *Studiul parametrilor electrici şi al caracteristicilor de funcţionare în asincron a maşinii sincrone, cu ajutorul calculatorului, electronic numeric*, în *Electrotehnica*, 20, Nr.12, pp. 443-450, 1972.
116. Nicolaide, A., *Bazele fizice ale electrotehnicii*, Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1983.
117. Nondalm, T.A., *Design Studies for single-sided electric motors homopolar synchronous and induction*, *Int. quant. electric machines and electromecanics*, 5, No 2, pp 125-134, 1980.
118. Novac, I., *Maşini electrice*, Curs, Lito I.P.T., 1975.
119. Novotny, D.W., Lorentz, R.D., *Intruction to Field Orientation and High Performance AC Drives*, Second Edition, IEEE Industry Application Society, Tutorial Course, 1986.
120. Odamura, M., *Upwind Finite Element Solution for Saturated Traveling Magnetic Field Problems*, *Electrical Engineering in Japan*, vol 105, No 4, 1958.
121. Ooi, B.T., *Homopolar, linear synchronous motor dynamic equivalents*, IEEE Transactions on Magnetics, August, Massachusetts, USA, 1990.
122. Ostovic, V., *Dynamics of Saturated Electric Machines*, Springer Verlag, New-York, 1989.
123. Park, R.H., *Two reaction theory of synchronous machines*, AIEE Transaction, vol. 48, 1929.
124. Pemman, J., Grieve, M.D., *Efficient Calculation of Force in Electromagnetic Devices*, IEEE Proceedings, vol. 133, Pt. B, No 4, pp. 212-216, July, 1986.

125. Powlak, A., Andrzej, M., *Novel homopolar Rotory Actuators*, ICEM, Massachusetts, USA, August, 1990.
126. Pop, E., ș.a., *Tehnici moderne de măsurare*, Editura Facla, Timișoara, 1983.
127. Pușcașu, S., Florica, Th., *Some consideration about the representation of three-dimensional surfaces using the finite element method*, p. 23-27, Optim'92, Brașov, 1992.
128. Răduleț, R., *Bazele teoretice ale electrotehnicii*, vol. I, II, Litografia Învățământului, București, 1954, 1955.
129. Richter, R., *Înfășurările mașinilor electrice*, Editura Tehnică, București, 1958.
130. Richter, R., *Mașini electrice*, vol. I, II, III, IV, V, București, Editura tehnică, 1958, 1959, 1960, 1961.
131. Saimac, A., Cruceru, C., *Electrotehnică*, E.D.P., București, 1981.
132. Saimac, A., ș.a., *Utilizarea energiei electrice în metalurgie*, E.D.P., București, 1980
133. Saimac, A., *Circuite electrice*, Lito U.P.T., Timișoara, 1994.
134. Saimac, A., *Măsurări electrice*, Lito U.P.T., Timișoara, 1995.
135. Saimac, A., *Electrotehnică și mașini electrice*, Lito U.P.T., Timișoara, 1997
136. Sarlioglu, B., Zhao, Y., Lipo, T.A., *A Novel Doubly Salient Single Phase Permanent Magnet Generator*, IEEE, No. 1, 1994
137. Seider, G.J., Maus, B.V., *High Efficiency homopolar machine drives, motor-con*, October, 1985
138. Sikora, R., ș.a., *Pachet de programe pentru calculul câmpului magnetic în mașinile și acționările electrice. Tendințe actuale*, Editura Tehnică, București, 1988.
139. Silvester, P., Ferrari, R.L., *Finite element for electrical Engineering*, Cambridge, 1983.
140. Silvester, P., Chari, M.V.K., *Finite element solution of saturable magnetic field problems*, IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-89, No.7, September-October, 1970
141. Șora, C., *Bazele electrotehnicii*, E.D.P., București, 1982
142. Șora, I., Babescu, M., *Micromotorul cu poli ecranati*, Editura Tehnică București, 1979.
143. Tamura, Y., Tadakuma, S., *Analysis of Characteristics of Claw-Pole Commutatorless Motor Using Equivalent Magnetic Circuit*, Electrical Engineering in Japan, vol. 105, No.3, 1985.
144. Tang, Y., Xu, L., *Stator Field Oriented Control of Doubly Excited Induction Machine in Wind Power Generating System*, Washington, D.C., 1992.
145. Teodorescu, D., *Mașini electrice - Soluții noi. Tendințe. Orientări*, Editura Facla.

- Timișoara, 1981.
146. Țopa, V., Simion E., *Optimal shape design by using finite element analysis method for electromagnetic devices*, Brașov, OPTIM 1992, pp. 17-22.
  147. Țugulea, A., *Câmpul electromagnetic*, Editura Tehnică, București, 1993.
  148. Văduva, I., *metode de simulare cu calculatorul*, Editura Tehnică, București, 1977.
  149. Xu, L., Lipo T.A., *Analisis of a Variable Speed Singly-Salient reluctance Motor Utilising Only Two Tranzistors Switches*, IEEE Transac. IAS, vol. 26, No.2, March/April, 1990.
  150. Xu, L., Liang, F., Lipo, T.A., *Analisis of a new Variable Speed Doubly Excited Reluctance Motor*, Electric Machines and Power Systems, vol.19, No.2, pp. 125-138, March, 1991.
  151. Xu, L., *Design and Evaluation of a Reluctance Machine Drive System*, Th. D., Dissertation, University of Wiscousin, Madison, 1990.
  152. Xu, L., Tang, J., *A Novel Wind-Power Generating System Using Field Orientation Controlled Doubly Excited Brushless Reluctance Machine*, IEEE Industry Applications, Society, Annual Meeting, vol. I, pp. 408-413, 1992.
  153. Xu, L., Liang, F., Lipo, T.A., *Transiend Model of a Doubly Excited Reluctance Motor*, IEEE Transaction on Energy Conversion, vol.6, No.1, pp. 126-133, March, 1991.
  154. \*\*\*, STAS 1893-78, *Mașini electrice rotative. Condiții tehnice generale de calitate*.
  155. \*\*\*, STAS 8211-84, *Mașini sincrone trifazate. Metode de încercare*.
  156. \*\*\*, IEEE Std 115 -1983 - IEEE Guide, *Test procedures for Synchronous Machines*.
  157. \*\*\*, IEEE Std 115 A - 1983-IEEE Trial, *Use Standard Procedures for Obtaining Synchronous Machines Parameters by Standstill Frequency Response Testing*.
  158. \*\*\*, STAS 9904-82, *Mașini electrice rotative. Metode de încercare*.
  159. \*\*\*, CAER 1347-78, *Mașini electrice rotative(metode de încercare)*.
  160. \* \* \* , *Mașini electrice rotative (Culegere de standarde)*, Editura Tehnică, București, 1976
  161. \* \* \* , *Manual de utilizare a plăcu de achiziție Ad 3100 ADA3100*, Real Time Devices, Inc.
  162. \* \* \* , *The first book of SIGNAL \*MATH*, Interactive Digital Signal Processing Software
  163. \* \* \* , *Signal VIEW*, User's Manual and Reference Guide, Data Acquisition and Monitoring Software, Version 1.2
  164. \* \* \* , *rd Lnx Driver*, Reference Manual, With Examples in Turbo Pascal, Version 3.01

165. \* \* \* Getting Started, *A Magnetic Force Problem, Maxwell 3D Field Simulator*, September, 1996, Ansoft Corporation
166. \* \* \* Getting Started, *A 2 D Parametric Problem*, May, 1996, Ansoft Corporation
167. \* \* \* Maxwell Software, *Installation and Administration Guide, PC Installation Guide*, December, 1996, Ansoft Corporation