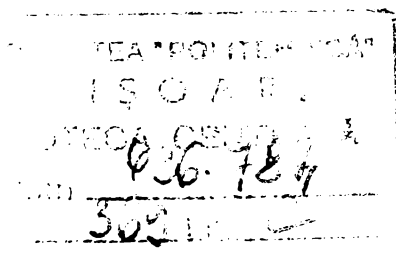


UNIVERSITATEA "POLITEHNICA" TIMIȘOARA
- FACULTATEA DE ELECTROTEHNICĂ -
CATEDRA DE MAȘINI , APARATE ELECTRICE ȘI
UTILIZĂRILE ENERGIEI ELECTRICE

TEZĂ DE DOCTORAT

DETERMINAREA CÂMPULUI MAGNETIC DIN
ÎNTREFIERUL MAȘINII ASINCRONE DE PUTERE PRIN
MODELAREA PE CALCULATOR , PE BAZA
ÎNCERCĂRILOR EXPERIMENTALE



Conducător științific:
Prof.Dr.Ing. IOAN NOVAC

Doctorand:
Ing. HORIA TODAN

BIBLIOTECA CENTRALĂ
UNIVERSITATEA "POLITEHNICA"
TIMIȘOARA

2002

Cuprins

i

Introducere	1
Capitolul 1. Prezentarea metodei software.....	5
1.2.Procedeul practic folosit	6
1.3.Modul în care urmează să se facă interpretarea rezultatelor	6
1.4.Scopul final al metodologiei propuse	7
Capitolul 2. Propuneri de includere a mărimilor fizice caracteristice mașinii asincrone într-un tot unitar , în vederea evaluării inducției în întrefier	8
2.1.Aprecieri preliminare	8
2.1.1.Câmpul magnetic al mașinii asincrone	8
2.2.Legătura dintre mărimile electrice caracteristice mașinii asincrone	10
2.3.Localizarea energiei magnetice în mașina asincronă	11
2.4.Aprecieri în legătură cu analiza circuitului magnetic din mașina asincronă	12
2.4.1.Mersul în gol al mașinii asincrone	12
Fenomene energetice studiate prin prisma câmpului magnetic din întrefierul mașinii asincrone	14
2.5.Mașina asincronă privită din punct de vedere energetic	14
2.6.Vectorul lui Poynting	15
2.7.Bilanțul energetic al câmpului magnetic din întrefierul mașinii asincrone , văzut din punct de vedere calitativ	17
2.8.Calculul fluxului de putere care străbate întrefierul	18
Câmpul magnetic creat de înfășurarea statorului	19
2.9.Câmpul magnetic al înfășurării trifazate	19
2.10.Influența armonicilor câmpului magnetic din întrefier	21
2.11.Unele aprecieri despre utilizarea diagramei cercului	22
2.12.Categoria de mașini asincrone care se pretează la aplicarea algoritmilor metodei software tratate în prezenta lucrare.....	25
2.13.Datele de intrare selectate pentru amorsarea algoritmului care utilizează diagrama cercului	26
2.14.Procedeul de calcul	27
2.15.Limitele de variație ale lui I_1 în regim de lucru ca motor	32
2.16.Principalele mărimi necesare pentru a determina inducția din întrefierul mașinii asincrone	32
2.16.1.Mărimi de intrare	32
2.16.2.Mărimi de ieșire pentru regimul de lucru (rezultate din calcul)	33
2.17.Calculul inducției câmpului magnetic rotor.Inducțiile principale din mașină	33
2.18.Compensarea între câmpul magnetic rotor.Inducțiile principale din mașină și statoric	34
2.19.Orientarea în spațiu a lui $\overline{B_{\delta 1}}, \overline{B_{\delta 2}}, \overline{B_{\delta}}$	35
2.20.Calculul lui $B_{\delta 2}$	35
Capitolul 3. Considerații în legătură cu oportunitatea metodelor folosite și domeniile abordate. Studiul influenței saturației și a armonicilor de dinți asupra curbei de repartiție a lui B_{δ}	37
3.1.Analiza principalelor domenii de utilizare a tehnicii de calcul pentru studiul mașinilor electrice	37
1)Modul de lucru statistic	37
2)Modul de lucru “on line”	37
3)Proiectarea mașinilor pe calculator	38
4)Analiza de mare finețe a câmpurilor magnetice din mașină	38
5)Metoda software	38
3.2. Alura curbei inducției în miezul statoric al mașinii asincrone	39
3.3.Calculul efectiv al inducției în cazul existenței fenomenului de saturație a miezului	41
3.4.Influența armonicilor de dinți asupra inducției din întrefier	42

II

3.5.Programele elaborate pe baza considerentelor prezentate	44
COSFI – program de calcul al factorului de putere al mașinii asincrone de putere	45
Programul BETA	51
DEMO – program de reprezentare grafică a câmpului magnetic în întrefier	54
Modulul "A" de calcul pentru funcționare normală , ținând cont și de devierea axei mașinii și modificarea întrefierului	57
Modulul "B" de calcul pentru funcționarea în două faze, ținând cont și de devierea axei mașinii și modificarea întrefierului	59
Capitolul 4. Date privind proiectarea mașinii asincrone de mare putere și fundamentarea datelor de intrare ale programului demo	64
4.1.Calcularea unor date suplimentare referitoare la parametrii nominali ai mașinii asincrone	64
4.1.1.Precizarea tipului de mașină asincronă și a unora din datele cunoscute în prealabil	64
Determinarea efectivă a mărimilor constructive:	65
Calculul dimensiunilor principale	66
Solicitările electromagnetice	66
Determinarea valorii întrefierului	68
Înfășurarea și creștăturile statorului	69
Înfășurarea rotorică	70
Utilizarea curbei de magnetizare a miezului statoric al mașinii asincrone	71
Calculul efectiv al inducției , în ipoteza existenței fenomenului de saturație a miezului	73
4.2.Calculul efectiv al câmpului magnetic din întrefier pentru mașina asincronă considerată	76
4.2.1.Recapitularea datelor principale ale mașinii asincrone studiate	76
4.3.Factorii de bobinaj ai înfășurării statorice	77
4.4.Factorul lui Carter	79
4.5.Câmpul magnetic statoric	79
1)Calcularea efectului de saturație în miezul feromagnetic conform curbei de magnetizare a materialului.....	80
2)Înlocuirea întrefierului normal δ cu unul echivalent $\delta' = k_c \cdot \delta$, pentru evidențierea efectului creștăturilor asupra întrefierului	80
4.6.Calculul datelor de intrare pentru programul DEMO	81
4.7.Determinarea experimentală a inducției în întrefierul mașinii asincrone	82
Probleme constructive:	84
Capitolul 5. Analiza aplicării programelor de calcul propuse, în vederea vizualizării câmpului magnetic din întrefier	88
5.1.Prezentarea succintă a programelor COSFI și BETA	88
5.2.Utilizarea programului DEMO	89
Diagrama pentru funcționarea în gol în regim simetric	93
Diagrama pentru funcționarea în gol în două faze	95
Diagrama pentru regim simetric , mașina este subîncărcată ($I_1 = 75$ A , față de $I_{1n} = 110$ A)	97
Diagrama pentru regimul nominal simetric de funcționare a mașinii	99
Diagrama pentru regimul nominal simetric cu întrefierul având un maxim prin deviere de 1 mm	101
Diagrama pentru regim nominal , cu deviația rotorului de 1.5 mm	103
Diagrama pentru apariția avariei (mers în două faze) în cursul regimului nominal	105
Diagrama pentru avarie în regim nominal (mers în 2 faze cu abatere rotor 1mm)	107
Exemplul al 2-lea pentru Diagrama de avarie în regim nominal cu abatere rotor 1 mm	109
Diagrama pentru regim nominal nesimetric plus deviere întrefier 1.5 mm	111
Diagrama pentru domeniul de funcționare cu supraîncărcare ($I_1 = 150$ A)	113
Diagrama pentru supraîncărcare , rotor deviat 1 mm	115
Diagrama pentru supraîncărcare , cu avarie (mers în 2 faze) și deviere rotor 1 mm	117
Diagrama pentru supraîncărcare , cu avarie (mers în 2 faze) și deviere rotor 1 mm - Exemplul al 2-lea	119
Capitolul 6. Concluzii	120
Anexa 1	123
Bibliografie	124

III

Lista figurilor și schemelor logice din text

Fig.2.7 Diagrama Sankey pentru fluxurile de putere activă și reactivă din mașină	18
Fig.2.9 Reprezentarea schematică a unei creștături statorice în mașina asincronă	24
Fig.2.12.1 Diagrama cercului	29
Fig.2.12.2 Componentele lui I_1	29
Fig.2.12.3 Mecanismul determinării lui $\cos(\phi)$ prin diagrama cercului	30
Fig.2.15 Diagrama fazorială a compunerii inducțiilor din întrefier	36
Fig.3.3.1 Schema statorului de-a lungul pasului polar	43
Fig.3.3.2 Armonici de dinți	43
Fig.3.3.3 Separarea armonicilor de dinți de armonica fundamentală	44
Schema logică a programului COSFI	46
Schema logică a subrutinei DIST	49
Schema logică a programului BETA	52
Schema logică a programului DEMO	55
Fig.4.8 Diagrama curenților pentru programul DEMO	81
Fig.4.7.1 Schemă explicativă pentru măsurarea experimentală indirectă a inducției	84
Fig.4.7.2 Legea inducției	84
Fig.4.7.3. Imaginea tensiunilor măsurate cu osciloscopul	86
Diagrama 1 Reg.de mers în gol (42.3A)	92
Diagrama 2 Reg.de mers în gol in 2 faze	94
Diagrama 3 Reg.de subîncărcare (75 A)	96
Diagrama 4 Regimul nominal (110 A)	98
Fig.5.1 Diagrama explicativa la evoluția inducției	99
Diagrama 5 Reg.nom.cu dev.întref.1 mm	100
Diagrama 6 Reg.nom.cu dev.întref.1.5 mm	102
Diagrama 7 Reg.nom. - avarie (m.in 2 faze)	104
Diagrama 8.1 R.N.2 faze + ab.intrefier 1 mm	106
Diagrama 8.2 R.N.2 faze + ab.intrefier 1 mm	108
Diagrama 9 R.N. 2 faze + ab.intrefier 1.5 mm	110
Diagrama 10 Reg.de supraînc. (150 A)	112
Diagrama 11 Reg.de supraînc + Dev.l. 1 mm	114
Diagrama 12.1 Reg.supr.+dev.l 1mm+2 faze	116
Diagrama 12.2 Reg.supr.+dev.l 1mm+2 faze	118

INTRODUCERE

Cunoașterea câmpului magnetic din întrefier sub aspectul valoric și al repartiției sale spațiale pe periferia mașinii reprezintă o problemă principală pentru proiectarea optimală și pentru întreaga comportare a oricărei mașini electrice rotative , în particular și a mașinii asincrone.

Studiul teoretic al câmpului magnetic în întrefierul mașinii asincrone este complex . El este influențat de prezența (și valoarea) întrefierului , de faptul că statorul și rotorul sunt crestați , de structura celor două înfășurări (numere de spire , scurtare ; într-un strat , în două) ; dimensiunea barelor (înclinate sau nu) etc. , de corelarea potrivită a numerelor de creștături N1 și N2 , etc. și nu în ultimul rând de valoarea și variația în timp a tensiunii la borne U1.

Determinarea experimentală a curbei de repartiție a câmpului magnetic în întrefier , a valorii lui și deci verificarea rezultatelor obținute prin calcul a fost , până de curând , practic imposibilă , în condițiile în care nu existau posibilități (aparatură) de măsurare a câmpului magnetic din întrefier , potrivite .

În prezent , problema determinării experimentale a câmpului magnetic primește noi valențe , ca urmare a :

- 1.apariției și dezvoltării unei generații de aparate de măsură de mare precizie , care pot da informații amănunțite referitoare la structura și parametrii câmpului magnetic și variația acestuia ;
- 2.posibilității de conectare la calculator a acestor aparate și deci de prelucrare , la nivel superior , a rezultatelor obținute prin măsurători ;
- 3.rezultatelor deosebite obținute în grafica computerizată , prin care se pot realiza reprezentări ale câmpului pe suporturi diferite (hârtie, display , retroproiecție de pe ecran LCD , etc.).

Finalitatea acestei categorii de investigații constă în desprinderea unor concluzii de finețe , pentru optimizarea poziționării și dimensionării bobinajelor , alegerea unui întrefier optim . De asemenea , pe baza interpretării rezultatelor experimentale se poate obține îmbunătățirea structurii geometrice a miezului magnetic și a înfășurărilor . Astfel , se pot obține informații până nu de mult inaccesibile . Aceste informații sunt de importanță deosebită pentru obținerea unor mașini electrice performante . Totodată , se poate

diagnostica funcționarea defectuoasă a mașinilor , în situații inaccesibile metodelor clasice nedistructive .

Ca o caracteristică de bază a metodelor moderne de studiere experimentală a câmpului magnetic din întrefierul mașinilor electrice se poate menționa caracterul tehnologic de vârf al aparaturii folosite . Această aparatură necesită :

- amenajări speciale , caracteristice laboratoarelor din marile institute ;**
- personal special instruit și de înaltă calificare ;**
- costuri ridicate pentru întreținerea și ridicarea nivelului tehnologic al sistemelor de măsurare și de calcul ;**
- de o importanță deloc de neglijat este faptul că , în prezent , metodele existente sunt imposibil de utilizat în mod ambulatoriu , pe teren , în condiții grele de lucru .**

În contextul celor arătate , am analizat posibilitățile de a aduce elemente de noutate în teoria și practica analizelor de câmp . Pentru obținerea unor concluzii clare și larg interpretabile , se poate apela la implementarea calculatoarelor electronice în procesul de prelucrare a rezultatelor experimentale și folosirea de senzori și de aparate de măsură de înaltă tehnicitate . Am denumit aceste metode hardware , dat fiind că ele sunt dependente în mod accentuat de procedeele "hardware" . Subliniez că:

1.progresul în domeniu nu poate fi obținut decât în colective interdisciplinare mari de specialiști , care să aibă acces la cele mai noi generații de aparate și să dispună de o susținere materială corespunzătoare;

2.este puțin probabil să se mai obțină , în alte condiții , ceva nou și demn de a mai fi semnalat .

Costurile foarte ridicate a aparaturii la utilizarea metodei hardware , de asemenea , imposibilitatea folosirii ei în anumite condiții de mediu (cum ar fi lipsa unor incinte închise și climatizate) , constituie un stimulent pentru căutarea unor noi căi de studiu și abordare a problemei câmpului magnetic din întrefier .

Față de cele prezentate , subsemnatul propun o altă metodă , pe care o numesc metoda software . Această metodă este orientată pe utilizarea facilităților pe care le oferă modelarea fenomenelor pe calculator . ***În esență , datele din măsurătorile experimentale vor fi prelucrate prin intermediul modelului creat pe calculator .***

Prezenta teză are ca obiect studiul posibilităților de a folosi metoda enunțată în cazul mașinilor asincrone mari (de putere mare) , având în vedere răspândirea și importanța din ce în ce mai mare a lor în exploatare .

Metoda software propusă se adresează în principal celor care exploatează mașinile asincrone de mare putere în locuri greu accesibile , în condiții dificile de teren . Aici , mărimile caracteristice ale câmpului magnetic din întrefier sunt văzute ca și componente determinate , alături de tensiunea de alimentare , curenții din înfășurări , puterile activă , reactivă și aparentă , cuplul, $\cos(\phi)$, etc. Este evident că trebuie găsite posibilități de suplinire a lipsei aparaturii de măsurare . Pentru aceasta, se va recurge la modele matematice adecvate care vor fi procesate pe calculator . **De fapt acesta este marele câștig al utilizării metodei software : utilizarea unor aparate de măsură banale , cu clase de precizie industriale și a unui calculator compatibil PC (care este mult inferior ca preț aparatelor computerizate de laborator) . De asemenea , calculatorul simplu compatibil IBM PC a devenit o prezență obișnuită în locurile de muncă din industrie .**

Așa cum am arătat , pentru metoda software , este de importanță majoră utilizarea unui model matematic cât mai complex , de așa natură încît precizia rezultatelor să nu fie afectată de lipsa aparaturii de înaltă tehnicitate . Singura posibilitate este complexificarea în limitele necesare a algoritmului de calcul utilizat . În aceste condiții , am stabilit că :

- 1.Sunt importante toate mărimile măsurate , care chiar dacă sunt puține, trebuie măsurate cât mai corect.
- 2.Este nevoie să fie procesate și datele tehnice constructive ale mașinii, care vor intra în ecuațiile folosite.
- 3.Se va renunța la studierea unilaterală a câmpului magnetic din întrefier.Aceasta va cădea în sarcina metodelor de laborator , care nu vor fi folosite în cursul lucrării și nu se pot folosi în condițiile de mediu dificile preconizate . Inducția magnetică din întrefier , de exemplu , este privită ca un element într-un tot unitar și nu ca un scop în sine.
- 4.Pentru a satisface dezideratele sus-menționate , voi recurge la analiza mașinii asincrone **din punct de vedere energetic**. Particularitățile acestui tip de analiză se pot grupa după cum urmează:
 - a)Se lucrează cu mărimi macroscopice , măsurabile prin metode clasice și care folosesc ecuațiile clasice ale mașinii asincrone .
 - b)Câmpul magnetic din întrefier va rezulta din calcul.
 - c)Luarea în considerare a puterilor permite o mult mai mare flexibilitate a modelului , diversificarea interdependențelor dintre mărimi.
 - d)Analiza energetică , grefată prin metoda software asigură o analiză și o modelare exhaustivă , care rezolvă o multitudine de probleme practice .
 - e)Puterea de calcul de care beneficiază ultimele generații de sisteme de calcul dotate cu microprocesoare pe 32 de biți permite utilizarea

unor algoritmi de calcul , care până de curând nu puteau fi luați în considerare, din cauza complexității lor. În acest context , vechile metode oferă noi posibilități de utilizare .

Mașinile electrice asincrone care fac obiectul studiului în cadrul acestei teze prezintă următoarele particularități constructive și funcționale:

- sunt alimentate la tensiuni de ordinul kV;
- au turații lente;
- geometria creștăturilor diferă față de cea uzuală la mașinile asincrone obișnuite , în sensul că au creștăturile statorice deschise;
- sunt de construcție închisă;
- se folosesc în industria de petrol și gaze , în locuri cum ar fi stațiile de comprimare a gazelor .

CAPITOLUL 1 PREZENTAREA METODEI SOFTWARE

1.1 În ce constă metoda

Spre deosebire de metodele de investigare a câmpului magnetic al mașinilor electrice folosite în laborator , metoda software este gândită pentru a putea fi aplicată oriunde , neavând nevoie de amenajări speciale .

Principalul instrument de lucru este calculatorul electronic care este suficient să aibă puterea de calcul a unui PC obișnuit . Programul de calcul al inducției și de reprezentare grafică a repartiției acesteia în timp , procesează toate datele obținute din măsurători . După procesare, mărimile de intrare sunt convertite în mărimi numerice , cum ar fi fi amplitudinea inducției din întrefier și în imagini , care reprezintă curbele inducției de-a lungul întrefierului . Aceste curbe sunt reprezentate în coordonate polare , al căror centru coincide cu axa mașinii , iar cercul principal rezultă prin secționarea zonei întrefierului cu un plan perpendicular pe axa longitudinală a mașinii .

Fiind o metodă axată în mod fundamental pe prelucrarea datelor cu ajutorul calculatorului , am pregătit o metodologie de a reduce la minimum necesar datele de intrare . Practic , există un set de date fixe, care țin de datele constructive ale mașinii asincrone și de mărimile nominale ale acesteia și un set de date variabile , care sunt măsurate cu instrumente simple , ieftine și care nu cer o clasă de precizie deosebită (cum ar fi voltmetrele și ampermetrele de panou). De asemenea , mai există o categorie de date variabile , pe care programul le calculează singur , pe baza algoritmilor de calcul implementați , care sunt în măsură să stabilească în mod automat mărimi cum ar fi:

- defazajul dintre tensiune și curent , în funcție de gradul de încărcare al mașinii;

- influența fenomenului de saturație asupra valorii inducției într-un anumit moment și într-un anumit punct al întrefierului;

- modul în care armonicile de dinți modifică alura curbei inducției în întrefier;

- influența armonicilor superioare asupra repartiției spațio-temporale a inducției în întrefier;

- influența variației mărimii întrefierului asupra curbei inducției;

-influența lipsei alimentării uneia din fazele statorice asupra funcționării mașinii .

Fiindcă toate calculele complexe executate de calculator în ideea simulării în timp real a comportării inducției în întrefier necesită prelevarea unor date reale privind funcționarea mașinii , metoda software propusă se încadrează în categoria metodelor de determinare experimentale . Pe lângă modulele de calcul din cadrul programului , care modelează o parte din procesele fizice care se produc în mașina asincronă , lucrarea de față mai propune și metode de verificare suplimentare . Așa este măsurarea osciloscopică a tensiunii într-o spiră instalată în jurul unui dinte statoric , care are rol de sondă și permite determinarea cu precizie a amplitudinii inducției . De asemenea , se propun relații de calcul care decurg din studiul comportamentului mașinii asincrone din punct de vedere energetic . Cu aceste relații , de asemenea , se poate determina amplitudinea inducției din întrefier .

În consecință , metoda software este propusă cu o completare de două metode (operative) de verificare a veridicității rezultatelor obținute .

1.2.Procedeuul practic folosit

Din punct de vedere practic , există patru etape obligatorii pentru utilizarea metodei software:

- introducerea în program a mărimilor constructive și nominale;
- efectuarea măsurărilor de tensiune la bornele mașinii și curent absorbit pe fază , cu ajutorul unor aparate obișnuite de măsură și introducerea lor , de asemenea , în program , împreună cu o bază de timp aleasă;
- lansarea programului și vizualizarea curbelor obținute pentru inducție;
- interpretarea rezultatelor obținute și elaborarea concluziilor;

1.3.Modul în care urmează să se facă interpretarea rezultatelor

Pentru că modul de afișare al curbelor inducției este foarte intuitiv , fiind de fapt simularea unei oscilografieri în coordonate polare , se poate observa cu ușurință orice abatere de la geometria normală a curbelor inducției și de asemenea amplitudinile anormale . Aceste date , pentru a fi interpretate , trebuie puse în conexiune cu aspectele energetice ale funcționării mașinii asincrone studiate .

1.4.Scopul final al metodologiei propuse

Metodologia propusă urmărește determinarea curbelor inducției din întrefier și a reprezentării grafice a acesteia . Ca puncte de reper importante se poate menționa ansamblul de posibilități menționat la paragraful 1.1 , care în ultimă instanță permite realizarea unei animații pe calculator , mult mai aproape de stilul de percepție al operatorului uman și de esența fenomenelor reale din mașină . Extrapolând dictonul conform căruia “o imagine spune mai mult decât o mie de cuvinte” , se poate afirma că o imagine în mișcare este mai sugestivă decât o mie de imagini statice .

Dinamismul curbelor obținute este una din cele mai importante caracteristici ale acestei metode care se completează reciproc cu simplitatea utilizării ei și posibilitatea utilizării fără investiții materiale și financiare deosebite .

În comparație cu metoda diferențelor finite , metoda software nu intră așa de profund în structura geometrică a câmpului magnetic din mașina electrică , dar de fapt ea este menită să aducă răspunsuri unor probleme de natură energetică , probleme care sunt importante pentru categoria de mașini electrice mari studiată .

CAPITOLUL 2

PROPUNERI DE INCLUDERE A MĂRIMILOR FIZICE

CARACTERISTICE MAȘINII ASINCRONE ÎNTR-UN TOT UNITAR , ÎN

VEDEREA EVALUĂRII INDUCȚIEI ÎN ÎNTREFIER

2.1.Aprecieri preliminare

O curbă de tensiune , de tensiune electromotoare sau de curent , la mașinile și transformatoarele de mai mult de 1000 kW , este considerată ca practic sinusoidală (conform [24] , tome I , pag.374) dacă raportul exprimat în % al rădăcinii patrute a sumei patratelor amplitudinilor a 3 componente armonice supra amplitudinea armonice fundamentale nu este superior lui 5 % , deci:

$$\frac{\sqrt{U_{mk}^2 + U_{mn}^2 + U_{mm}^2}}{U_{ml}} * 100 \leq 5\%$$

Pentru puteri mai mici , acest raport poate fi admis până la 10% . Un sistem trifazat de tensiuni (sau de curenți) este considerat ca practic simetric , dacă la descompunerea în sisteme de vectori direcți și inverși , raportul de mai sus nu depășește 5 % din mărimea vectorilor direcți.

2.1.1.Câmpul magnetic al mașinii asincrone

Circuitul magnetic al statorului este format dintr-o armătură feromagnetică prevăzută cu o înfășurare excitată în curent alternativ. Câmpul magnetic din întrefier este heteropolar și variabil în timp.

Curba tensiunii magnetice din întrefier pe pasul polar este deformată datorită următoarelor cauze principale:

- Înfășurarea este formată din bobine care au o dispunere grupată a spirelor.
- Armăturile mașinii asincrone prezintă creștături și ca urmare mărimea întrefierului nu mai este constantă.

• Caracteristica de magnetizare a dinților este neliniară ; fenomenele de saturație și de histerezis care se produc în dinții armăturilor influențează distribuția câmpului magnetic din întrefier.

În mașina asincronă reală , armonicile spațiale din curba câmpului magnetic produc cupluri parazite asincrone , sincrone și forțe de vibrație , care influențează îndeosebi pornirea și în unele cazuri și funcționarea în sarcină a mașinii asincrone . La mașina asincronă cu colivie în rotor , cuplurile parazite pot provoca blocarea rotorului la pornire , agățarea rotorului la o turație mai mică decât turația nominală , vibrații ale mașinii asincrone în funcționare , zgomote și pierderi suplimentare sensibile.

O importanță deosebită prezintă cuplurile parazite la mașina asincronă cu rotorul în colivie întrucât nu se mai poate influența în mod potrivit caracteristica de pornire , prin mijloace simple.

Cuplurile asincrone ale armonicilor se produc prin interacțiunea dintre câmpurile magnetice corespunzătoare unei armonici a tensiunii magnetice din întrefier (datorită curenților care parcurg înfășurarea statorului) și curenții corespunzători acestei armonici în înfășurarea rotorului.

Turația câmpului învârtitor corespunzător armonicii v este :

$$n_v = \pm \frac{n_1}{v} ; \quad (2.1)$$

semnul (+) corespunde armonicilor care produc câmpuri magnetice învârtitoare directe (armonici de ordinul $6k+1$)

semnul (-) , armonicilor care produc câmpuri magnetice învârtitoare inverse (de ordinul $6k-1$)

Dintre cuplurile asincrone , mai importante în cazul unui motor asincron sunt după cum se știe , cuplurile armonicilor 5 , 7 , 11 și 13 din curba tensiunii magnetice , care au turațiile sincrone

$$n_5 = -\frac{n_1}{5} ; \quad n_7 = \frac{n_1}{7} ; \quad n_{11} = -\frac{n_1}{11} ; \quad n_{13} = \frac{n_1}{13} .$$

Cuplurile armonicilor care produc câmpuri magnetice învârtitoare directe , provoacă înșeuarea caracteristicii cuplului funcție de alunecare $M(s)$. Dacă cuplul de accelerare , egal cu diferența dintre cuplul electromagnetic și cuplul de sarcină , se anulează înainte de a ajunge la turația de regim (de exemplu , la o turație egală cu aproximativ $\frac{n_1}{7}$, în cazul prezenței cuplului asincron produs de armonica 7) , atunci motorul rămâne agățat la acea turație înainte de a ajunge la turația de regim .

Reducerea cuplurilor produse de armonici se realizează în primul rând prin reducerea amplitudinii armonicilor . În acest scop ,

înfășurarea statorică se realizează în două straturi , repartizată , cu un pas scurtat potrivit .

Cuplurile sincrone apar la o anumită turație a rotorului ca urmare a interacțiunii câmpului magnetic corespunzător unei armonici a tensiunii magnetice din întrefier a statorului cu câmpul magnetic corespunzător unei armonici a tensiunii magnetice a rotorului , sincronă cu prima și având același număr de perechi de poli ; curenții din rotor care produc această armonică sunt determinați de o altă armonică a câmpului din stator . La rotorul în colivie , numărul de faze al rotorului este egal cu numărul de creștături ($m_2 = Z_2$) iar numărul de poli al înfășurării în colivie este determinat de numărul de poli ai câmpului inductor.

Fie ν , respectiv μ ordinul armonicii din stator , respectiv din rotor , care produc cuplul sincron . Cuplul sincron mediu poate să apară în cazul în care armonicile au același număr de perechi de poli, adică

$$\nu = \mu ,$$

iar tensiunile magnetice învârtitoare au aceeași turație față de una din armături .

În legătură cu forțele de vibrație menționate , ele sunt o consecință a suprapunerii a două armonici statorice sau una rotorică , diferite amândouă de armonica fundamentală , care se rotesc în sensuri opuse . De asemenea , pot apare ca urmare a interacțiunii unei armonici statorice cu una rotorică . Într-un asemenea caz în întrefier apar regiuni cu câmp mai intens și altele cu câmp mai puțin intens și care se deplasează de-a lungul periferiei mașinii . În consecință , rezultă o solicitare unilaterală radială a mașinii , variabilă în timp . Dacă frecvența acestei solicitări coincide cu frecvența de rezonanță a unor piese insuficient consolidate ale mașinii , se produce zgomot . Forțele de vibrație apar când numerele lor de ordine corespund relației :

$$\nu \cdot p \pm \lambda \cdot p = \pm(1;2;3;...). \quad ([13] , \text{pag.241})$$

Aceste forțe de vibrație sunt responsabile și de modificarea curbei cuplului .

2.2. Legătura dintre mărimile electrice caracteristice mașinii asincrone

Având în vedere necesitatea de a exploata la maximum posibil un volum relativ mic de date concrete și măsurători , trebuie căutate cât mai multe punți de legătură între mărimile aferente mașinii

asincrone . Pe această cale vor putea fi ulterior verificate ipoteze de modelare prin calcule concrete , ceea ce va permite validarea în întregime a modelului folosit , în toată complexitatea lui .

În studiile moderne referitoare la structura câmpului magnetic din întrefier se pleacă de la ecuațiile mașinii și ale câmpului, particularizate la condițiile concrete de laborator , la care se adaugă măsurători în timp real cu sondele Hali și măsurătorile clasice de tensiuni , curenți , etc. În abundența de date cu care se operează în asemenea situații , se evită complexificarea modelului cu interdependențe , care oricum , vor duce la rezultate redundante , ceea ce implică sacrificarea clarității modelului.

Cu totul altfel stau lucrurile în cazul de față , când orice noi elemente aduc clarificări suplimentare și noi mărimi fizice , pe care nu le putem determina prin măsurare ,din cauza absenței mijloacelor aferente.

Analizând ansamblul tehnicilor de modelare folosite , am remarcat evitarea sistematică a analizei comportării mașinii din punct de vedere energetic , atunci când este vorba de structura câmpului magnetic propriu. În principiu , aceste metode se consideră grosiere , datorită clasei de precizie limitate a aparatului de măsurare a energiei și puterilor . Se face o confuzie între calitatea aparatelor folosite , (care de fapt corespunde pe deplin scopului pentru care au fost instalate) și calitatea ecuațiilor care descriu fenomenele energetice din mașină . Practic , se pot chiar elimina măsurătorile de putere și energie . Tocmai datorită multitudinii de mărimi care intră în analiza energetică este posibil să se facă evaluări indirecte și totodată intervin simplificări și reduceri de natură algebrică între relații , menite să ne îndepărteze de realitatea inițială , conducându-ne spre mărimi fizice pe care le căutăm .

2.3.Localizarea energiei magnetice în mașina asincronă

Să considerăm cazul mersului în gol al mașinii asincrone , așa cum se va arăta în paragrafele următoare , expresiile puterilor activă, respectiv reactivă :

$$P_0 = 3(R_1 + R_m) I_{10}^2 \quad . \quad (2.2)$$

$$Q_0 = 3 I_{10}^2 (X_1 + X_m) \quad . \quad (2.3)$$

unde R_1 - rezistența pe fază a înfășurării statorului;

R_m - rezistența de magnetizare;

X_1 - reactanța de dispersie a fazei statorice;

X_m - reactanța de magnetizare;

Reluctanța întrefierului mașinii asincrone este de zeci de mii de ori mai mare decât cea din jugul statoric și rotoric . Din acest motiv , energia câmpului magnetic este concentrată într-o măsură covârșitoare în întrefierul mașinii asincrone .

Circuitul magnetic cuprinde 2 zone :

- a) zona de întrefier , pe care o notăm cu indicele δ ;
- b) zona din fier , pe care o notăm cu indicele F_e ;

Energia electromagnetică a circuitului magnetic al mașinii se poate, deci , exprima ca fiind :

$$W_m = W_{m_{Fe}} + W_{m_\delta} , \quad (2.4.a)$$

sau , încă ,

$$W_m = \frac{1}{2} \Phi^2 R_{m_{Fe}} + \frac{1}{2} \Phi^2 R_{m_\delta} \quad (2.4.b)$$

Se precizează că pentru cele două componente ale circuitului magnetic , avem același flux magnetic Φ dar reluctanțe diferite, $R_{m_{Fe}}$ și R_{m_δ} .

Pentru că ,

$$R_{m_\delta} \gg R_{m_{Fe}} , \text{ rezultă că } W_{m_\delta} \gg W_{m_{Fe}} .$$

Se poate afirma că $W_{m_{Fe}}$ este neglijabil în raport cu W_{m_δ} . În practică , va fi așadar corectă afirmația că energia câmpului magnetic al mașinii se concentrează preponderent (practic în totalitate) în întrefierul acesteia . Această constatare prezintă importanță pentru că furnizează volumul exact pentru care se calculează energia magnetică; în cazul de față , vom folosi volumul întrefierului mașinii asincrone .

2.4.Aprecieri în legătură cu analiza circuitului magnetic din mașina asincronă

2.4.1.Mersul în gol al mașinii asincrone

Regimul de mers în gol prezintă avantaje în legătură cu determinarea valorii inducției B_δ prin metoda software .

Întrucât alunecarea este aproape zero în acest regim de lucru , cuplul are o anumită valoare redusă M_0 , destinată să echilibreze cuplul rezistent determinat de pierderile din mașină și să mențină rotorul în mișcare. Curentul de mers în gol este de natură predominant reactivă , (principala lui utilitate este asigurarea curentului de magnetizare al mașinii asincrone) . Pentru a obține deci informații

mai concrete legate de câmpul magnetic din mașina asincronă , vom folosi regimul de mers în gol . Acest regim permite ipoteze simplificatoare în ceea ce privește partea de sarcină , fără alterarea concomitentă a părții de circuit magnetic . Pentru determinarea densității de energie a câmpului magnetic , s-a pornit de la efectele curentului implicat în apariția câmpului magnetic . Fenomenele sunt modelate în mod cuantificat , din punct de vedere energetic , cuanta de timp fiind de 1 s . Puterea reactivă consumată de mașina asincronă, preponderentă , se poate exprima ca fiind :

$$Q_0 = 3(X_1 + X_m) I_{10}^2 \quad (2.5)$$

corespunzător , energia câmpului magnetic din întrefier este :

$$W_m = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} V_{\text{intrefier}} = 3(X_1 + X_m) I_{10}^2 / (2\omega) \quad (2.6)$$

adică

$$B = K \sqrt{X_1 + X_m} \cdot I_{10} = \frac{3}{2} \mu_0 \sqrt{X_1 + X_m} \cdot \frac{I_{10}}{\sqrt{2}\omega} \quad (2.7)$$

Dacă se cunosc pe o cale oarecare elemente din această relație , se poate determina variabila necunoscută . Se pot obține deci relațiile:

- 1) $B = f_1(X_e, I_{10})$,
- 2) $X_e = f_2(B_\delta, I_{10})$,
- 3) $I_{10} = f_3(B_\delta, X_e)$.

De aici poate fi dedusă suma $X_e = X_1 + X_m$, valabilă la funcționarea în gol (în regim de sarcină , ea se modifică în funcție de gradul de încărcare a motorului) .

Se poate da și o altă expresie puterii reactive la mersul în gol :

$$Q_{10} = \sqrt{3} U_1 I_{10} \sin \varphi_{10} \quad (2.8)$$

de unde poate rezulta B_δ , sau X_e , în funcție de ceea ce se dorește .

Inducția magnetică B_δ poate fi exprimată (vezi paragraful 3.2) și sub o altă formă . Tensiunea electromotoare pe fază , dintr-o bară rotorică fiind :

$$U_{e2} = U_{20} = \frac{k_E U_{e1}}{2 w_1 k_w} \quad (2.9.a)$$

($w_2 = 1/2$) ,

unde:

pag. 14

k_E - factor de tensiune .

k_{w1} - factor de înfășurare al statorului

w_1 - numărul de spire pe fază .

Curentul din bară pentru rotorul în scurtcircuit fiind chiar curentul de fază :

$$I_2 = k_I \frac{2m_1 w_1 k_{w1}}{Z_2} I_n , [A] \quad (2.9.b)$$

(unde $k_I = I_1 / I_n$),

la care asociem :

$$P = M \Omega_1 \left(M = \frac{P}{\Omega_1} \right) , \quad (2.10)$$

unde Ω_1 - viteza unghiulară a câmpului magnetic învârtitor ; notăm cu indicele "b" mărimile care se referă la bara rotorică și pentru cuplul electromagnetic rezultă relația

$$M = F \cdot l = nr_b \cdot F_b \cdot l_b$$

nr_{bare} numărul de bare din rotor , rezultă succesiv

$$F = nr_b \cdot F_b , \quad F_b = \frac{M}{l_b \cdot nr_b}$$

de asemenea , $F_b = B_\delta I_2 l_b$, deci : $B_\delta = \frac{F_b}{I_2 l_b}$

$$B_\delta = \frac{P}{\Omega_1 l_b nr_b I_2} . \quad (2.10.a)$$

Cu această formulă se poate determina B_δ în orice regim de funcționare .

Prin compararea rezultatelor cu diferitele metode utilizate se pot trage concluzii privind precizia metodelor și privind fenomenele magnetice din MAS .

Fenomene energetice studiate prin prisma câmpului magnetic din întrefierul mașinii asincrone

2.5.Mașina asincronă privită din punct de vedere energetic

În literatura de specialitate și în practica zilnică s-au consacrat câteva concepte simple , de strictă utilitate pentru cunoașterea comportării din punct de vedere energetic a mașinii asincrone , ca și a

altor tipuri de mașini de curent alternativ . Astfel , se folosesc mărimi ca: putere activă , putere reactivă , putere aparentă , cuplul motor la arbore (sau rezistent), turație și factor de putere .

Pentru utilizatorul obișnuit , un motor electric este de fapt o cutie neagră , care absoarbe energie electrică din rețea și o transformă în energie mecanică de rotație la arborele rotoric . În acest context , datele menționate mai sus sunt suficiente ; eventual utilizatorul mai este interesat de robustețea mașinii , de regimul de pornire , posibilități de supraîncărcare și de randament .

Având în vedere cele arătate , a avut loc și în literatura de specialitate o canalizare strictă pe tratarea în acest sens a subiectului . Pentru o înțelegere mai aprofundată a ceea ce se întâmplă de fapt în interiorul mașinii este necesar să se abordeze și alte căi de studiu . Nici chiar exploatarea unor oportunități oferite de prelucrarea ecuațiilor de funcționare ale mașinii nu mai este suficientă .

2.6.Vectorul lui Poynting

Să recapitulăm pe scurt ideile de bază care stau la baza definirii vectorului lui Poynting^[37], important prin faptul că realizează o reprezentare unitară a câmpului din punct de vedere electric și magnetic .

Ecuatiile lui Maxwell :

$$\operatorname{div} \bar{D} = \rho_v \quad \text{- fluxul electric ,}$$

$$\operatorname{div} \bar{B} = 0 \quad \text{- fluxul magnetic ,}$$

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \quad \text{- legea inducției electro magnetice ,}$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \quad \text{- legea circuitului magnetic ,}$$

care sunt completate de următoarele legi de material :

$$\bar{D} = \epsilon_0 \cdot \bar{E}$$

$$\bar{B} = \mu_0 \cdot \bar{H}$$

$$\bar{J} = \sigma \bar{E}$$

Semnificațiile notațiilor din aceste relații sunt:

D - inducția electrică;

E - intensitatea câmpului electric;

B - inducția magnetică;

H - intensitatea câmpului magnetic;

J - densitatea de curent.

Primele două ecuații le înmulțim cu E , respectiv H

$$\begin{array}{l|l} \text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} & \times \vec{E} \\ & \text{"_"} \\ \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \times \vec{H} \end{array} \quad \text{și scăzându-le , rezultă:}$$

$$\vec{E} \cdot \text{rot } \vec{H} - \vec{H} \cdot \text{rot } \vec{E} = \vec{E} \cdot \vec{J} + \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$$

\uparrow
 $\text{div}(\vec{E} \times \vec{H})$

Aplicând integrala de volum relației de mai sus (volum omogen , izotrop) se obține

$$\iiint_{V_z} (\vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}) dv + \iiint_{V_z} \vec{E} \cdot \vec{J} dv + \iiint_{V_z} \text{div}(\vec{E} \times \vec{H}) dv = 0$$

-Aplicăm formula lui Gauss – Ostrogradski pentru ultimul termen :

$$\iiint_{V_z} (\vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t}) dv + \iiint_{V_z} \vec{E} \cdot \vec{J} dv + \iint_{\Sigma} \vec{E} \times \vec{H} \cdot d\vec{s} = 0 \quad \text{unde :}$$

energiei
variației în timp a densității câmpului

$$\vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot dv \rightarrow (\vec{E} dl) \cdot (\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot ds) \quad \text{reprezintă variația în timp a energiei electrice ,} \quad (2.11)$$

$$\vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot dv \rightarrow (\vec{H} dl) \cdot (\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot ds) \quad \text{reprezintă puterea de magnetizare ,} \quad (2.12)$$

$$\vec{E} \cdot \vec{J} \cdot dv \rightarrow (\vec{E} dl) \cdot (\vec{J} \cdot ds) \quad \text{este puterea disipată prin efect Joule – Lenz ,} \quad (2.13)$$

$$\vec{E} \cdot \vec{H} \cdot ds \rightarrow (\vec{E} dl) \cdot (\vec{H} \cdot dl) \quad \text{puterea câmpului electromagnetic .} \quad (2.14)$$

Prin definiție , vectorul lui Poynting este:

$$\boxed{\vec{E} \times \vec{H} = \vec{S} \quad .} \quad (2.15)$$

\uparrow
Direcția acestui vector este dată de $\vec{E} \times \vec{H}$;

-se măsoară în $[\frac{W}{m}]$ și reprezintă energia electromagnetică

transmisă prin suprafața ce mărginește domeniul considerat într-o secundă.

Se mai poate scrie că: $P_s = \int_{\Sigma} \vec{E} \times \vec{H} \cdot d\vec{S} = \int_{\Sigma} \vec{S} \cdot d\vec{S}$ - fluxul de energie electromagnetică în unitatea de timp , este :

$$\frac{dW_{elm}}{dt} + P_1 + P_s = 0, \text{adică}$$

(2.16)

$$\Rightarrow -\frac{dW_{elm}}{dt} = P_1 + P_s ,$$

care reprezintă teorema energiei electromagnetice (forma integrală) – sau teorema conservării energiei în câmp electromagnetic.

Mărimea:

$W_{elm} = \int_{V_{\Sigma}} (W_e + W_m) dv$ reprezintă energia câmpului electromagnetic

din domeniul limitat de suprafața Σ . Pentru medii liniare , expresia energiei câmpului electromagnetic devine , după înlocuiri :

$$W_{elm} = \int_{V_{\Sigma}} (\frac{1}{2} \epsilon E^2 + \frac{1}{2} \mu H^2) dv$$

Concluzia este că derivata în raport cu timpul , luată cu semn schimbat , a energiei câmpului electromagnetic din volumul considerat (respectiv micșorarea acestei energii în unitatea de timp) este egală cu suma dintre puterea P_j care apare sub formă de căldură în procesul de conducție și puterea electromagnetică P_s transmisă prin suprafața ce mărginește volumul respectiv .

Se constată că în volumul strict considerat al întrefierului este valabil numai termenul care se referă la puterea câmpului magnetic , ceea ce conduce la relația :

$$\frac{d}{dt} \int_{V_{\Sigma}} W_m \cdot dv = 0 . \quad (2.17)$$

2.7.Bilanțul energetic al câmpului magnetic din întrefierul mașinii asincrone , văzut din punct de vedere calitativ

După ce am dedus relația (2.17) ca fiind legea generalizată a distribuirii energiei în întrefierul mașinii asincrone , se poate trece la un studiu specific mai amănunțit . Să analizăm fluxul de putere

36.785
3692

activă în mașină:

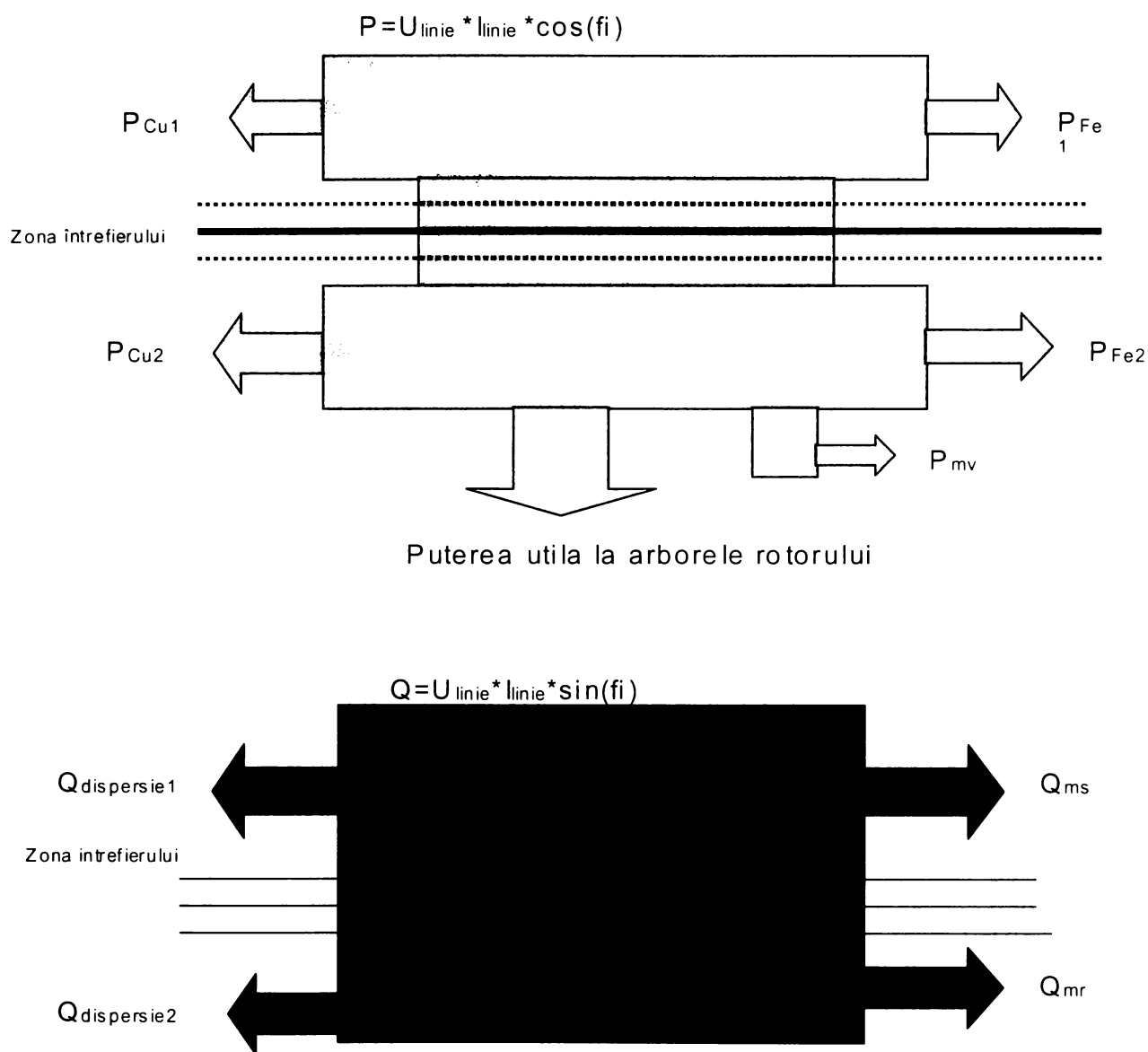


Fig. 2.7

mai sus sunt figurate diagramele de tip Sankey pentru puterile activă și reactivă din mașină . Zona întrefierului apare acum în mod clar și se va putea preciza exact natura fluxului de energie prin întrefier .

2.8.Calculul fluxului de putere care străbate întrefierul

Din rezultatele obținute în paragraful anterior reiese că este necesar să luăm în calcul , în volumul întrefierului , numai energia câmpului magnetic. În capitolul 2 , paragraful 2.4.1 , s-a stabilit că:

-densitatea de energie a câmpului magnetic din întrefier are formula :

$$w = \frac{(B \cdot \cos(\omega t - p\alpha))^2}{2\mu_0} , \quad (2.18)$$

-energia totală a câmpului magnetic din întrefier se scrie ca integrala de volum a densității de mai sus :

$$W_\delta = \int_{V_\delta} w \cdot dv , \quad (2.19)$$

-fluxul de putere prin întrefier , este derivata în raport cu timpul a energiei totale :

$$P_\delta = \frac{d}{dt} W_\delta , \quad (2.20)$$

Să deducem formula analitică de calcul a puterii transmise prin intermediul câmpului magnetic :

$$P_\delta = \frac{d}{dt} \int_{V_\delta} w \cdot dv = -2 \cdot \frac{B^2}{2\mu_0} \cdot \frac{\omega\pi D_i \delta l_i}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \sqrt{(\cos(\omega t - p\alpha) \cdot \sin(\omega t - p\alpha))^2} \cdot d\alpha = -\frac{\omega D_i \delta l_i}{\mu_0} \cdot B^2 = -299098x B^2$$

Transformările care s-au făcut sunt de natură să transpună în limbaj matematic fenomenele din întrefier . S-a efectuat derivarea în funcție de timp sub semnul integrală de volum , ceea ce a permis ulterior o schimbare de variabilă , din dv în dα , ținând cont că B variază în volum în funcție de poziția pe circumferința întrefierului . Ridicarea la puterea a 2-a și radicalul sub semnul integralei au avut drept scop păstrarea valorii pozitive obținute prin existența inițială a patratului inducției în formulă . Ultima integrală a fost rezolvată cu o metodă numerică și rezultatul ei este 2 .

Câmpul magnetic creat de înfășurarea statorului

2.9.Câmpul magnetic al înfășurării trifazate :

Considerăm un stator cu 2p=2 poli și trei faze identice având același număr de spire pe fiecare fază . Ele sunt conectate în stea sau în triunghi și sunt alimentate dintr-o rețea trifazată de curent alternativ. Fiecare fază ocupă 1/3 din creșturile armăturii.

Amplitudinea inducției magnetice pentru o singură fază , este dată , în acest caz , de relația

$$B_m^{(v)} = \frac{2\mu_0 N k_q^{(v)} k_s^{(v)} I\sqrt{2}}{\pi p v \delta} , \quad (2.21)$$

unde:

v - ordinul armonicii luate în considerare ;

N – numărul de spire pe fază ;

$k_q^{(1)}$ - factor de repartizare al armonicii $v = 1$;

$k_s^{(1)}$ - factor de scurtare al armonicii $v = 1$;

I – curentul de fază statoric (valoare efectivă);

δ - întrefierul .

Factorul de distribuție (de repartizare) este definit de următoarea relație de calcul:

$$k_q^{(v)} = \frac{\sin \frac{vqp\gamma}{2}}{q \cdot \sin \frac{vp\gamma}{2}} , \quad (2.22)$$

în care:

v este ordinul armonicii luate în considerare ,

γ este unghiul geometric între 2 creștături vecine , cu precizarea că :

unghiul electric = p x unghiul geometric .

De asemenea , factorul de scurtare este:

$$k_s^v = \cos \frac{v n_{cr} \pi}{2\tau} , \quad (2.23)$$

$\tau = \frac{\pi d}{2p}$ reprezentând pasul polar . În relația de mai sus ,

n_{cr} reprezintă numărul de creștături cu care se reduce deschiderea bobinei cu pas scurtat , față de situația în care bobina ar avea pasul diametral .

Plecând de la relația care definește inducția creată de curentul statoric pe o singură fază , se deduce valoarea inducției statorice (armonica fundamentală) creată de înfășurarea trifazată respectivă:

$$B(\alpha, t) = \frac{3}{2} B_m \cos(\omega t - p\alpha) . \quad (2.24)$$

Un asemenea câmp magnetic , numit câmp magnetic rotativ , este foarte diferit de câmpul pulsator , sinusoidal în spațiu și timp și imobil , determinat de o singură fază . Într-adevăr , la orice punct dat pe periferia interioară a statorului inducția este sinusoidală , variabilă

în timp și cu amplitudinea constantă $\frac{3}{2}B_m$. La diferite momente , această valoare maximă va fi găsită succesiv în diferite puncte de pe periferia internă a statorului . Aceasta înseamnă că unda sinusoidală a armoniciei fundamentale a inducției se deplasează cu o viteză unghiulară constantă de valoare Ω în spațiu – de aceea un astfel de câmp este numit câmp rotativ . Un câmp magnetic rotativ poate fi asociat cu undele plane progresive , în timp ce câmpul pulsator , sinusoidal în spațiu și timp poate fi asociat cu undele staționare . O armătură cu înfășurări trifazice simetric repartizate parcurse de un sistem de curenți simetric trifazat produce de aceea un câmp magnetic rotativ (armonica fundamentală) . Unele proprietăți ale acestui câmp magnetic fundamental rotativ sunt :

a)Amplitudinea inducției rezultante este 3 / 2 din amplitudinea armoniciei fundamentale a unei faze ;

b)Viteza unghiulară Ω a câmpului magnetic rotativ B_δ este o funcție de pulsația ω a curenților de fază și de numărul p de perechi de poli ai înfășurării. Să presupunem că la un moment dat t inducția are valoarea B în punctul α pe periferia internă a statorului . Atunci

$$B(\alpha, t) = \frac{3}{2} B_m \cos(\omega t - p\alpha) \quad (2.25) \quad \text{și} \quad \Omega = \frac{\Delta\alpha}{\Delta t} = -\frac{\omega}{p} .$$

După un timp scurt , Δt , aceeași valoare B a inducției va fi găsită din nou în punctul $\alpha + \Delta\alpha$.

Cu cât este mai înaltă frecvența f și deci pulsația $\omega = 2\pi f$ a curenților în faze , cu atât mai rapidă va fi rotația câmpului magnetic . Cu cât este mai mic numărul de poli , cu atât mai mare va fi viteza unghiulară a câmpului magnetic rotativ pe periferia statorului .

2.10.Influența armonicilor câmpului magnetic din întrefier

În ceea ce privește problema armonicilor câmpului magnetic din întrefier , armonicile superioare ale câmpului magnetic rotativ apar în curba inducției magnetice și se pot menționa următoarele elemente :

a)dacă curba de variație în timp a tensiunii aplicate la borne nu este sinusoidală;

b)când numărul de creștături Z1 (din stator) și Z2 (din rotor) se găsesc într-un raport neconvenabil;
respectiv:

c)datorită repartizării bobinelor în creștături (δ nu e constant pe periferia mașinii , miezurile fiind crestate).

Aceste armonici determină pe periferia mașinii deformarea curbei B_δ (care devine nesinusoidală), curbele armonice suprapunându-se peste armonica fundamentală ; ele generează cupluri armonice superioare , determinând cupluri parazite , cu consecințele deja amintite.

Pentru armonicile de ordinul 5,11,17,etc., deci când $v = 6k + 5$, câmpul magnetic respectiv se rotește în sens invers față de armonica fundamentală (în expresia cosinusului intervine + în loc de -) . Viteza unghiulară a acestor armonici este :

$$\Omega^{(v)} = -\frac{\omega}{v_p}$$

Se observă că aceste armonici sunt de viteză mai joasă decât armonica fundamentală .Cu cât este mai înalt ordinul armonicii , cu atât este mai scăzută viteza .

Trebuie menționat că viteza unghiulară a câmpului rotativ este relativă la armătura trifazată care produce câmpul , indiferent dacă armătura se mișcă sau nu .

Deoarece amplitudinea M_{nv} se reduce rapid cu creșterea numărului de ordine v , deformarea curbei inducției , a cuplului sunt semnificative numai pentru armonici de ordin v relativ redus ; influența armonicilor de ordin $v > 17$ este neglijabilă .

2.11. Unele aprecieri despre utilizarea diagramei cercului

Având în vedere importanța determinării lui $\cos(\varphi)$, care intervine în calculul și orientarea spațială a componentelor statorică și rotorică a inducției , pe baza unor studii practice întreprinse , am reușit să elaborez o metodă de calcul care se pretează foarte bine la prelucrarea pe calculator , bazată pe diagrama cercului .

Pentru că soluția găsită de mine prezintă un anumit nivel de complexitate , am fost nevoit să detaliez elemente din teoria diagramei cercului în scopul realizării unei construcții geometrice care să permită găsirea mărimii căutate .

În ultima perioadă se poate constata o “scădere” a interesului și a cotei de încredere care se acordă metodelor clasice , chiar și ecuațiile care definesc funcționarea mașinii asincrone și bineînțeles clasicele

reprezentări ale diagramei cercului au suferit o uzură morală și sunt considerate perimate.

Ținând cont de unele condiții concrete , care pot fi precizate , să restrâng domeniul de aplicabilitate , după cum urmează:

reactanțele X_1 și X_2' depind de sarcina mașinii datorită saturației magnetice , care intervine la puteri P_2 care tind spre P_n și $> P_n$. La mașinile cu creștături închise sau semiînchise , influența este mai mare. De asemenea , aceste reactanțe depind și de efectul de refulare al curenților I_1 , I_2 (în principal al curentului rotoric) .

În cazul nostru, ne vom referi la mașina asincronă cu creștături deschise , la care reactanțele se pot considera constante în zona de lucru normală a mașinii .

Motoarele asincrone avute în vedere - folosite în instalațiile de petrol și gaze - de puteri și tensiuni în general mai mari , se execută obișnuit cu creștături statorice deschise (în scopul reducerii efectului de saturație magnetică asupra reactanțelor de dispersie) . Prin urmare , cu o bună aproximație , se va putea considera în continuare că reactanțele X_1 și X_2 (X_2') sunt practic constante în zona de lucru normală a mașinii .

În această situație , diagrama cercului poate fi folosită cu succes . În principiu , variația reactanței de dispersie atrage după sine variația diametrului cercului , având în vedere că :

$$D = \frac{U_1}{X_1 + C X_2' \sigma_2} . \quad (2.26)$$

În cazul mașinii cu creștături deschise , în lumina celor precizate , acest diametru are o valoare (practic) fixă , constantă . Raportul dintre diametrul cercului corespunzător scurtcircuitului și cel corespunzător mersului în gol poate fi până la 1.1. Această abatere de la principiile teoretice care determină corectitudinea diagramei cercului nu este de natură să altereze rezultatele din prezenta lucrare , datorită faptului că , în regim de lucru normal , ($P \cong (0.8 \div 1) P_n$) , variația de diametru este mult mai redusă decât 1.1 .

Pentru frecvențe în rotor apropiate de frecvența statorică , la mașinile cu bare înalte apare un efect pelicular , care favorizează cuplul de pornire , (prin micșorarea , în principal , a lui X_2') .

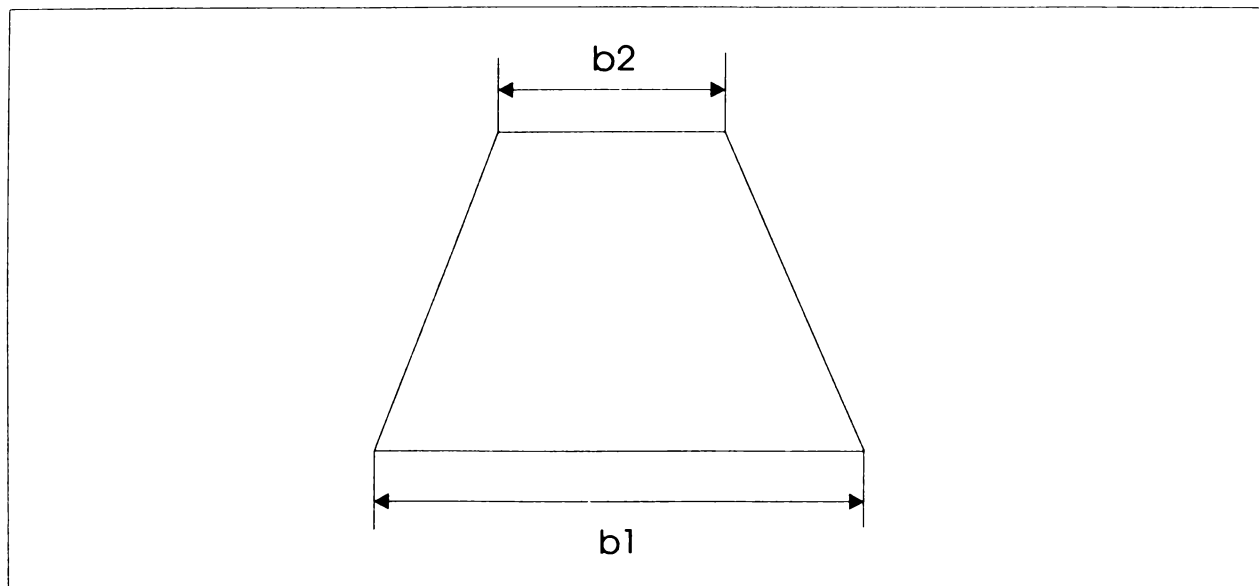


Fig.2.9 Reprezentarea schematică a unei creștături statorice în mașina asincronă

Chiar și în cazul creștăturilor semideschise (fig.2.9) , la care $\beta = \frac{b_2}{b_1} < 1$, abaterile de la un cerc privesc situațiile în care alunecarea $s > 0.1$; de la $s=0$ la $s=s_n$ (ordin de mărime $0.04 \div 0.06$) se poate considera că locul geometric al curentului statoric e practic un cerc ; cu atât mai mult , această ipoteză e valabilă când creștăturile statorului sunt deschise . Abateri ceva mai semnificative pot interveni doar în cazul în care sunt urmărite pornirea motorului sau regimul de frână (s - mare) . La motoarele asincrone cu bare înalte , pentru frecvența rotorică f_2 , efectul de refulare al curentului rotoric devine mai semnificativ , determină o micșorare relativ sensibilă a reactanței de dispersie $X_2(X_2')$, favorizând creșterea cuplului electromagnetic M dezvoltat de mașină .

Referindu-se la o gamă diversificată de mărimi , în lucrarea [15] - pag.268 , se face următoarea precizare :

*“Funcționarea mașinii de inducție în regim de motor este reprezentată de curbele numite caracteristici în regim de motor . Aceste curbe sunt : n, M, η și $\cos(\phi) = f(P_2)$, pentru U_1 și f constante, la care se adaugă raportul dintre cuplul critic și cuplul nominal , iar pentru motoarele cu rotor în colivie , în plus , raporturile dintre curentul și cuplul de pornire către valorile nominale . **Aceste caracteristici se pot calcula sau se pot deduce din diagramele loc geometric ale curenților primari.**”*

Pentru valori ale alunecării s inferioare lui 0.1 și pentru un regim de funcționare stabil , deci în condiții restrictive bine definite , se poate folosi diagrama cercului fără a afecta calitatea rezultatelor . De

fapt , diagrama cercului este o diagramă fazorială evolutivă , strâns legată de ecuațiile de funcționare ale mașinii asincrone și de condițiile reale de funcționare stabilă .

Nu am intenția de a prezenta binecunoscutele demonstrații legate de diagrama cercului . Voi prezenta în continuare unele aprecieri care sunt indispensabile pentru înțelegerea modului în care s-a prelucrat diagrama cercului pentru a corespunde rigorilor impuse de aplicarea metodei software de modelare numerică .

2.12.Categoria de mașini asincrone care se pretează la aplicarea algoritmilor metodei software tratate în prezentul studiu

Mașinile asincrone care pot fi studiate în condițiile unor rezultate corecte , în contextul prezentat , trebuie să aibă următoarele caracteristici:

-să fie de puteri mari , de ordinul sutelor de kw (care prezintă un raport favorabil și stabil între pierderi și puteri dezvoltate) ;

-să fie cu creștături deschise în stator;

-rotorul să fie de tipul în scurtcircuit (în colivie) ;

-regimurile de funcționare analizate să se situeze în plaja de alunecări s cuprinse între imediata vecinătate a lui zero și o valoare maximă de 0.1 ; în acest caz chiar la mașinile cu bare înalte sau cu bare în dublă colivie efectul de refulare nu se manifestă în mod sesizabil ;

-regimurile de funcționare ale acestor mașini asincrone sunt caracterizate prin stabilitate , (după pornire și intrare în regimul stabil coresunzător situației respective , ele funcționează constant ore sau zile întregi).

-se va proceda doar la analiza funcționării în regim de motor ; regimul de generator și frână , precum și regimul de pornire nu reprezintă obiectul studiului dezvoltat în această teză ; în consecință , diagrama cercului se va considera un cerc incomplet , aferent zonelor de alunecare $(0 , 0.1]$.

Mașinile asincrone de acest gen (instalațiile din industria de petrol și gaze) , funcționează de obicei pe câmp , în zone cu climat aspru și acces dificil la instalații . În aceste zone sunt de obicei restricții legate de pericolul de explozie și de necesitatea de a asigura continuitatea activității în sectoarele cu foc continuu pe care le deservesc . Documentațiile tehnice care le însoțesc sunt deficitare ,

date fiind condițiile de șantier în care sunt păstrate . Adeseori , aceste mașini sunt executate în regim de unicate sau de serii limitate , nefiind disponibile nici cataloage și STAS - uri care să le descrie sub toate aspectele . În aceste situații , standardele dau doar orientări de proiectare și execuție pentru clasele respective de puteri și de izolații, în funcție de destinația acționărilor respective . Este normal în asemenea condiții să constituie o problemă chiar și determinarea unui parametru banal , cum ar fi $\cos(\varphi)$ pentru regimul de mers în gol . Mașinile în cauză au restricții în ceea ce privește numărul de porniri - opriri și din cauza instalațiilor la care sunt conectate și nu sunt disponibile pentru încercări în vederea determinării anumitor parametri necesari în calcule . Mașinile sunt alimentate de la instalații de putere situate pe partea de medie tensiune , care posedă doar setul standard de aparatură de măsură de panou . De multe ori , din punct de vedere juridic nici nu e clarificată apartenența instalației de alimentare a motorului . dacă motorul este alimentat , împreună cu instalațiile anexe , direct din secundarul trafo de înaltă tensiune , această zonă a instalației este revendicată de către întreprinderea de rețele electrice , care nu permite nici un fel de modificări ale schemelor de măsurare .

2.13.Datele de intrare selectate pentru amorsarea algoritmului care utilizează diagrama cercului

În primul rând , se iau în considerare o parte din datele **funcționale** ale mașinii asincrone și anume :

- puterea (activă) nominală P_n ;
- tensiunea de alimentare nominală , U_{1n} ;
- curentul nominal de fază , I_{1n} ;
- curentul de mers în gol I_{10n} , (pentru tens.de alimentare nominală);
- alunecarea nominală s_n ;
- $\cos(\varphi)$ nominal ;
- randamentul nominal η_n ;
- cuplul nominal M_n ;
- cuplul critic M_m ;
- rezistența pe fază a statorului , R_1 ;
- turația nominală n_n ;

respectiv datele de ordin **constructiv**:

- numărul de faze m_1 ;
- conexiunea înfășurării statorice .

Având în vedere caracterul pronunțat practic al metodei folosite , **singurul parametru variabil măsurat direct care va fi cerut în calcule va fi curentul de fază satoric I_1 , care se poate măsura cu instrumente de panou** . Tensiunea U_{1n} , provenind direct din secundarul trafo de înaltă tensiune / medie tensiune este suficient de stabilă (sub +/- 1 %) , așa cum este cazul rețelelor de alimentare puternice și deci poate fi considerată constantă . Așa cum se va arăta în continuare , metoda software va oferi toate celelalte mărimi ale mașinii pe baza unor calcule care trebuie în mod obligatoriu să beneficieze de asistența calculatorului electronic .

2.14.Procedeul de calcul

În primul rând voi determina parametrii cercului . Scriind expresia cuplului electromagnetic :

$$M = \frac{P}{\Omega_1} = \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{R_2'}{s} \cdot I_2'^2$$

respectiv a curentului

$$I_2' = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{C R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{\sigma 1} + C X_{\sigma 2}'\right)^2}} \quad , \quad (2.28)$$

($C \cong \underline{C}$ din punct de vedere valoric) rezultă relația cuplului $M=f(s)$:

$$M = \frac{m}{\Omega_1} \frac{\frac{R_2'}{s} \cdot U_1^2}{\left(R_1 + \frac{C R_2'}{s}\right)^2 + \left(X_{\sigma 1} + C X_{\sigma 2}'\right)^2} \quad , \quad (2.29)$$

unde:

m_1 - numărul de faze statorice,

Ω_1 - viteza unghiulară a câmpului magnetic învârtitor,

Ω - viteza unghiulară a rotorului mașinii ,

s - alunecarea mașinii $s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}$.

Pentru valori mici ale lui s , $R_1 \ll C R_2' / s$, de asemenea , $\left(R_1 + \frac{C R_2'}{s}\right)^2 \gg \left(X_{\sigma 1} + C X_{\sigma 2}'\right)^2$ și prin urmare

$$M_{s \rightarrow 0} \approx \frac{m_1 \cdot U_1^2 \cdot s}{\Omega_1 \cdot C \cdot R_2} \quad (2.30)$$

Maximul funcției $M=f(s)$ se obține determinând alunecarea s_m (alunecarea critică) pentru care se anulează $\frac{dM}{ds}$.

Valoare $s = s_m$ la care $M=M_{max}$ rezultă , prin anularea derivatei , ca fiind:

$$s_m = \pm \frac{C \cdot R_2}{X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}}$$

(semnul (+) corespunde funcționării ca motor , semnul (-) corespunde funcționării ca generator)

La neglijarea influenței rezistenței R_1 , se poate deduce că

$$\frac{M}{M_m} \cong \frac{2}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (\text{ formula lui Kloss }) \quad (2.31)$$

Din relația (2.9.a) rezultă :

$$P = m_1 \cdot \frac{U_1^2}{C^2 \cdot R_2} \cdot s \quad (2.32)$$

Cunoscând P , s , U_1 și m_1 , se obține

$$R_2 = \frac{m \cdot U_1^2 \cdot s}{P} \quad (2.33)$$

De asemenea , din formula lui Kloss , cunoscând $\frac{M_m}{M}$ și s , rezultă că

$$\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} = \frac{2M_m}{M} \quad \text{și deci} \quad s_{m,2} = \frac{\frac{2M_m}{M} \pm \sqrt{\frac{4M_m^2}{M^2} - 4 \cdot s^2}}{2} \quad (2.34)$$

Pentru calculul lui X_c , rezultă în mod simplu că:

$$\Delta_m = \frac{C R_2'}{X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2}'} \Rightarrow X_{\sigma 1} + C X_{\sigma 2}' = \frac{C R_2'}{\Delta_m} \quad (2.35)$$

Ca urmare , rezultă relația (2.26) , deja amintită .

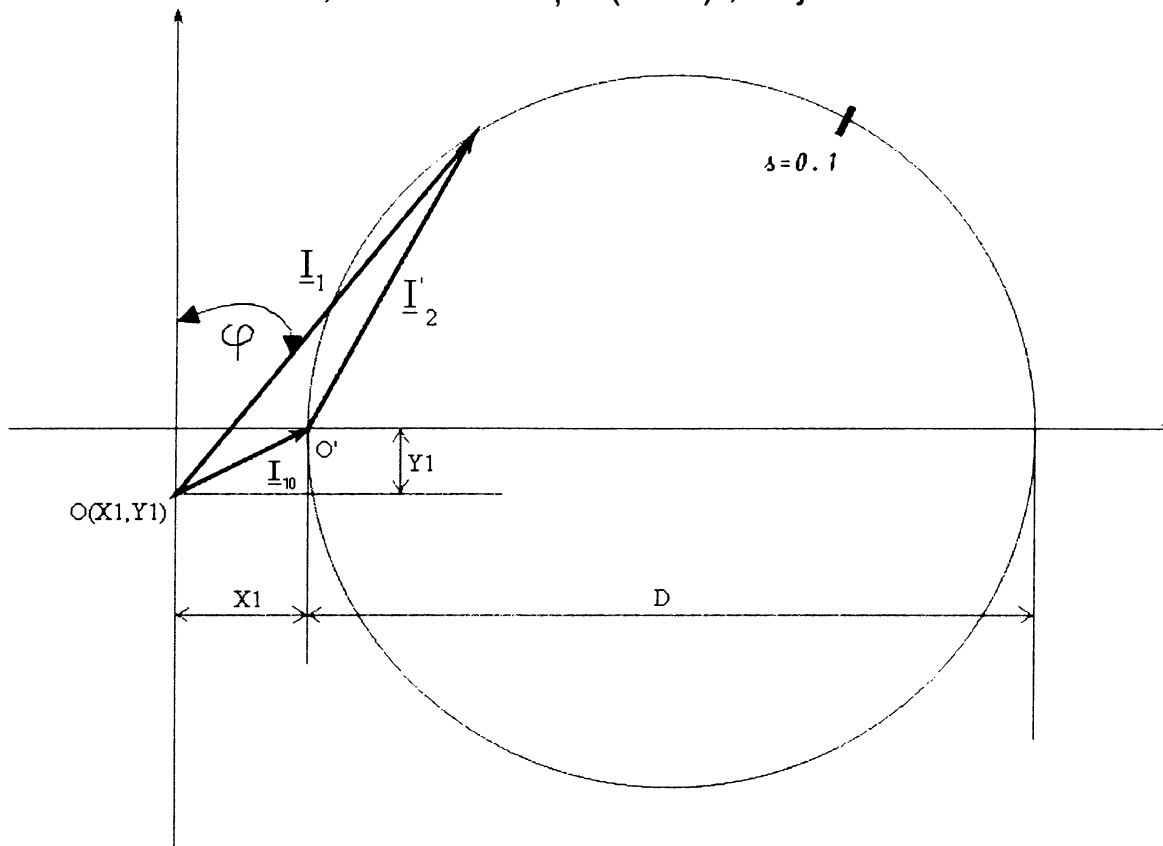


fig. 2.12.1

Din considerente de simplificare a notațiilor în formule și pentru claritate , considerăm în continuare punctul O' ca origine a axelor pentru toate calculele care urmează . Revenind la diagrama cercului , va trebui să determinăm mărimile (x1 , y1) - coordonatele originii \underline{I}_{10} și \underline{I}_1 păstrând originea deocamdată în următoarea construcție geometrică:

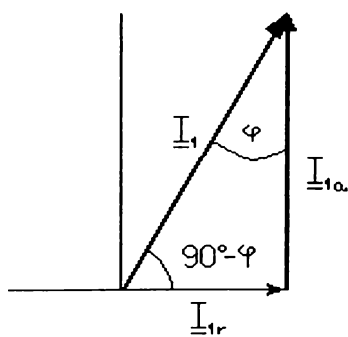


fig. 2.12.2

$$I_{1a} = I_1 \cdot \cos(\varphi) \quad ; \quad I_{1r} = I_1 \cdot \sin(\varphi) .$$

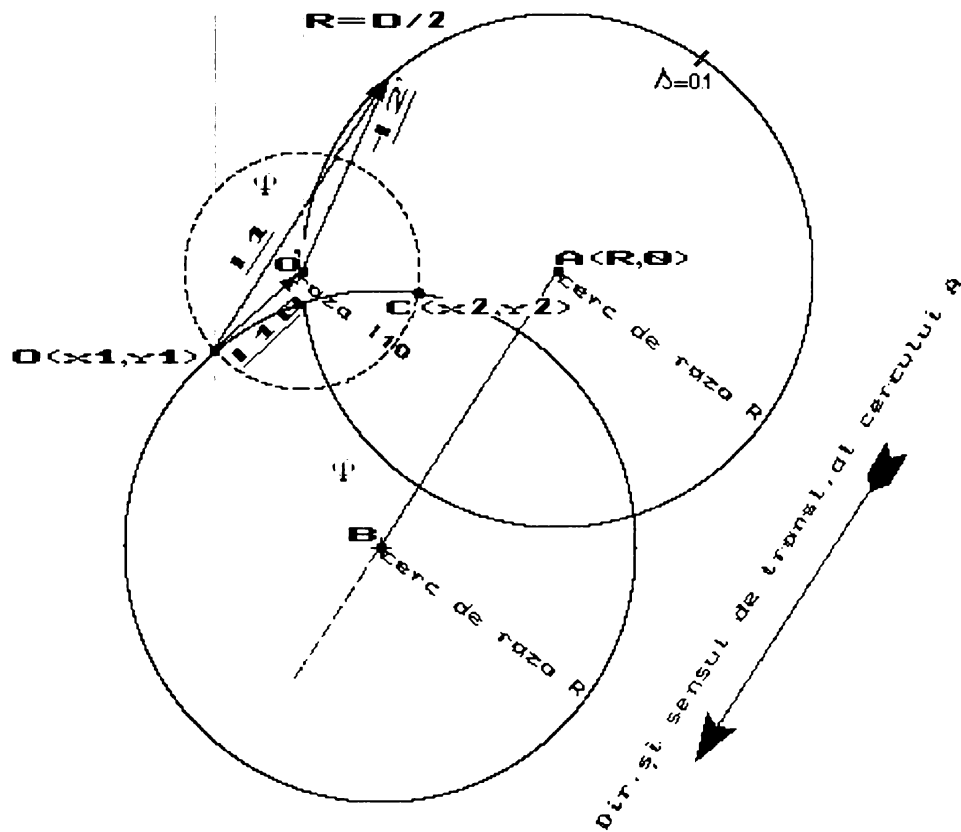


fig.2.12.3

Se translatează cercul de centru A (vezi fig.2.12.3) pe direcția lui \underline{I}_1 , până pe originea lui \underline{I}_1 . Direcția lui \underline{I}_1 este cunoscută, deci se calculează $\cos(\varphi_n)$:

$$I_{1a} = I_1 \cdot \cos(\varphi_n),$$

$$I_{1r} = I_1 \cdot \sin(\varphi_n).$$

Pe înclinația lui \underline{I}_1 , orice segment care unește cele 2 cercuri egale va avea lungimea I_1 .

De asemenea, dacă trasăm un cerc cu centrul în O' de rază I_{10} , acesta va intersecta cercul de centru B în 2 puncte, O și C . **Este important punctul O , care reprezintă originea lui \underline{I}_{10} și \underline{I}_1 .**

Centrul B al cercului principal traslatat va avea atunci coordonatele în raport cu O' , $B(R - I_{1r}, -I_{1a})$.

Pentru a calcula coordonatele punctului O în raport cu O' , vom scrie:

$$(x - R + I_{1r})^2 + (y + I_{1a})^2 = R^2, \quad (2.36)$$

$$x^2 + y^2 = I_{10}^2, \quad (2.37)$$

ecuațiile cercurilor de centru B și cel de rază I_{10} .

Soluțiile acestui sistem vor fi coordonatele $O (x_1 , y_1)$.

Rezultă : $x - R + I_{1r} = \sqrt{R^2 - (y + I_{1a})^2}$,

$$x = \sqrt{R^2 - (y + I_{1a})^2} + R - I_{1r} \quad . \quad (2.38)$$

Introducând pe (2.18) în (2.17) , se obține ecuația :

$$(\sqrt{R^2 - (y + I_{1a})^2} + R - I_{1r})^2 + y^2 - I_{10}^2 = 0 \quad . \quad (2.39)$$

Singura necunoscută din ultima ecuație este y (R este raza cercului mare) . Unica pereche de soluții de interes pentru noi este cea din cadranul situat în stânga punctului O' și sub acesta .

Explicitearea soluției ecuației de gradul II în y nu mai are relevanță deosebită , ea se va face cu ocazia unei aplicații concrete , în capitolele următoare .

În continuare , determinarea lui $\cos(\varphi)$ presupune calcularea distanței dintre punctul O și punctul de funcționare de pe cercul de centru A . Pentru aceasta , se va trasa o dreaptă prin O la diferite înclinații și se va intersecta cu cercul . Se va stabili poziția în care distanța este egală cu I_1 . Se observă că I_1 este univoc determinat , la fiecare $\cos(\varphi)$ va avea o altă valoare .

Rezolvarea problemei se va face indirect . În prima etapă se calculează coordonatele x și y , de astă dată ale punctului de funcționare de pe cercul de centru A . Acest punct constituie vârful vectorului I_1 de pe cerc . Originea aceluiași vector este de coordonatele calculate anterior , $O(x_1, y_1)$. Se va baleia semicercul superior din punctul O' spre punctul diametral opus , la intervale $\Delta x = 0.1$, valoare mai mult decât acoperitoare . Se va explicita y în funcție de x și se va calcula lungimea lui I_1 , rezultând o expresie parametrizată , în funcție de x . Așa cum am arătat , prin incrementarea valorii lui x în pași de 0.1 , se obțin valori crescătoare pentru I_1 ; când valoarea găsită este acceptabil de aproape de I_1 real dat , avem perechea (x, y) căutată .

Recapitulând , avem :

$$y = \sqrt{R^2 - (x - R)^2} \quad - \text{se ia valoarea } y > 0 ,$$

$$\Delta = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} \quad - \text{pentru } \varepsilon \text{ foarte mic , când } \Delta - I_1 < \varepsilon ,$$

rezultă $\Delta \approx I_1$, așadar s-a găsit (x, y) căutat .

În următoarea etapă , se explicitază $\cos(\varphi)$ în funcție de valorile deja cunoscute , x, y și x_1, y_1 . Rezultă :

$$\cos(\varphi) = \frac{y - y_1}{\sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2}} \quad , \quad (2.40)$$

$$P = \frac{3 U_1 I_1 \cos \varphi}{\sqrt{3}} \quad , \quad (2.41)$$

$$Q = \frac{3 U_1 I_1 \sqrt{1 - \cos^2 \varphi}}{\sqrt{3}} \quad (2.42)$$

(P - puterea activă absorbită de mașina asincronă
Q - puterea reactivă absorbită de mașina asincronă) .

2.15.Limitele de variație ale lui I_1 în regim de lucru ca motor

Valoarea minimă a lui I_1 este I_{10} , care reprezintă curentul de mers în gol al mașinii asincrone , iar valoarea cea mai mare a lui I_1 , pentru a avea asigurată stabilitatea în regim de motor , este I_{1m} cea corespunzătoare lui (s_m, M_m, P_m) .

2.16.Principalele mărimi necesare pentru a determina inducția din întrefierul mașinii asincrone

2.16.1.Mărimi de intrare:

- puterea activă nominală , $\underline{P_n}$
- cos(φ) nominal
- curentul nominal de fază , $\underline{I_{1n}}$
- tensiunea de alimentare nominală de fază , $\underline{U_1}$
- numărul de faze statoric , $\underline{m_1}$
- curentul de mers în gol , $\underline{I_{10n}}$ (pentru tensiunea de alimentare nominală)
- alunecarea nominală , $\underline{s_n}$
- cuplul nominal , $\underline{M_n}$
- cuplul critic , $\underline{M_m}$ (de fapt este necesar raportul M_m / M_n)
- rezistența pe fază a statorului , $\underline{R_1}$

- *turația nominală* , n_n
- conexiunea înfășurării statorice
- curentul de fază statoric , I_1

Mărimile subliniate sunt indispensabile pentru mersul calculelor .

2.16.2.Mărimi de ieșire pentru regimul de lucru (rezultate din calcul)

Mărimile de ieșire rezultate în urma calculelor sunt:

R_2' - rezistența rotorică redusă la stator,

s_m - alunecarea critică,

X_e - reactanța totală a schemei echivalente reduse la stator,

D - diametrul cercului din diagramă ,

$\cos(\varphi)$ - cosinusul de φ caracteristic regimului de funcționare concret analizat,

P - puterea activă absorbită de mașina asincronă,

Q - puterea reactivă absorbită de mașina asincronă .

Este necesar și calculul lui $\cos(\varphi_0)$ - factorul de putere caracteristic regimului de mers în gol al mașinii asincrone

2.17.Calculul inducției câmpului magnetic rotoric . Inducțiile principale din mașină

După cum s-a arătat în capitolul 1 , din punct de vedere electromagnetic , mașina asincronă este un transformator generalizat . În capitolul amintit m-am referit în special la fluxul magnetic practic constant din mașină .

În capitolul precedent am tratat modul de calcul al inducției câmpului magnetic creat de stator . S-a văzut că amplitudinea lui $B_{\delta 1}$ - inducția câmpului magnetic învârtitor statoric , este proporțională cu I_1 , deci cu încărcarea mașinii .

Pentru a se menține un flux constant în mașină , rotorul va crea la rândul lui un câmp magnetic de reacție . Practic , în barele rotorice apare un curent , prin interacțiunea cu câmpul magnetic al statorului . Acest curent rotoric se traduce în solenația rotorică și astfel există un câmp magnetic rotoric bine definit , cu amplitudinea inducției B_{δ_2} . Câmpul rotoric va urmări întocmai variația ciclică a celui statoric . Fluxul prin mașină este reprezentat de către inducția rezultantă B_{δ} .

Pentru determinarea prin calcul a lui B_{δ_2} , este necesar să se determine :

- a) algoritmul după care se produce compensarea câmpului magnetic statoric ,
- b) orientarea în spațiu a vectorului B_{δ_2} .

2.18.Compensarea între câmpul magnetic rotoric și statoric

Puterea reactivă Q_{mg} consumată pentru magnetizare se regăsește în consumul de putere reactivă la mersul în gol . Mai precis , ar trebui să fie luată în calcul numai reactanța de magnetizare X_m , dar fiindcă $X_{\sigma_1} \ll X_e$, s-a realizat o bună aproximație folosind X_e . Pentru că puterea activă consumată la mersul în gol este neglijabilă în raport cu puterea reactivă , cu excepția pierderilor prin histerezis , Joule – Lenz și mecanice și de ventilație , se poate considera că la mersul în gol se acoperă în principal procesul de magnetizare al armăturilor mașinii asincrone .

În afară de acoperirea pierderilor , care sunt mici , întregul consum al mașinii asincrone în gol este îndreptat spre reactanța de magnetizare .Mașina nu cedează putere mecanică la arbore , așadar nu există forțe care să frâneze rotorul sau să contracareze forțe de frânare la arbore . Forțele care acționează asupra barelor rotorice sunt îndreptate spre compensarea forțelor mici de frecare prin alunecare și a frecărilor din procesul de ventilație .

În aceste condiții , curentul din barele rotorice este extrem de redus , aproape de zero , deci și inducția B_{δ_2} generată de rotor tinde la zero . Se poate afirma că fluxul statoric , care este calculabil după cum am arătat , este de fapt fluxul "rezultant" prin mașină , în acest regim de mers în gol .

În momentul în care apare o solicitare mecanică la arborele mașinii , există o tendință de micșorare (sau de mărire , în funcție de regimul de funcționare) a turației mecanice a rotorului .În consecință , apare o deplasare a barelor în câmpul magnetic învârtitor generat de rotor , ceea ce , în funcție de viteza de deplasare a barelor , duce la apariția unui curent , în principiu direct proporțional cu sarcina la arbore . Curentul determină solenația și deci inducția de reacție , $B_{\delta 2}$ a rotorului . Pentru a furniza puterea eliberată de către rotor , are loc o creștere corespunzătoare a curentului de fază statoric I_1 , deci și a lui B_1 . Rezultanta $\overline{B}_\delta = \overline{B}_{\delta 1} + \overline{B}_{\delta 2}$ va avea o amplitudine practic constantă , egală cu $B_{\delta 10}$ de la regimul de mers în gol al mașinii asincrone .

2.19.Orientarea în spațiu a lui $\overline{B}_{\delta 1}, \overline{B}_{\delta 2}, \overline{B}_\delta$

Vectorul inducție rezultantă al câmpului magnetic învârtitor creat de curentul din înfășurarea statorică , va fi în fază cu acest curent , deci faza lui va fi faza curentului I_1 , unghiul φ .

Vectorul $B_{\delta 2}$, inducția câmpului magnetic creat de rotor , este pilotat din punct de vedere al fazei de curenții din rotor, în consecință $B_{\delta 2}$ va avea aceeași fază cu curentul \overline{I}_2 din diagrama fazorială . Vectorul B_δ , rezultat în urma însumării vectoriale $\overline{B}_\delta = \overline{B}_{\delta 1} + \overline{B}_{\delta 2}$, va fi în fază cu fluxul Φ din diagrama fazorială .

O viziune identică în legătură cu orientarea în spațiu a inducțiilor se poate găsi în [18], pag. 6.54 - 6.55 , fig.6.28 a și b.

2.20.Calculul lui $B_{\delta 2}$

Din diagrama prezentată în figura 2.15 rezultă că :

$$B_\delta^2 = B_{\delta 1}^2 + B_{\delta 2}^2 + 2 \cdot B_{\delta 1} \cdot B_{\delta 2} \cdot \cos(\beta) \quad ,$$

$$B_{\delta 2,1,2} = \frac{-2 \cdot B_{\delta 1} \cdot \cos(\beta) \pm \sqrt{4 \cdot B_{\delta 1}^2 \cdot \cos^2(\beta) - 4 \cdot (B_{\delta 1}^2 - B_\delta^2)}}{2} \quad .$$

Se poate remarca prezența a două soluții matematice acceptabile pentru inducția $B_{\delta 2}$. Din punct de vedere geometric , se poate da următoarea explicație :

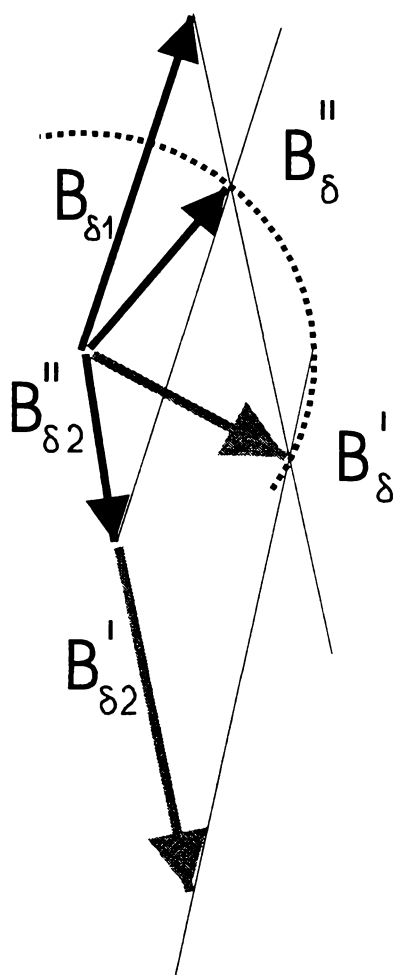


fig.2.15

B_{δ}^I și B_{δ}^{II} sunt egale în modul , diferă doar faza lor .

Dintre cele două soluții doar una va fi acceptabilă fizic , adică doar una dintre ele va reflecta realitatea fizică și va permite o rezultantă în fază cu $\bar{\Phi}$, în cazul de față , varianta $B_{\delta 2}^{II}$.

CAPITOLUL 3
CONSIDERAȚII ÎN LEGĂTURĂ CU OPORTUNITATEA METODELOR
FOLOSITE ȘI DOMENIILE ABORDATE.
STUDIUL INFLUENȚEI SATURAȚIEI ȘI A ARMONICILOR DE DINȚI
ASUPRA CURBEI DE REPARTIȚIE A LUI B_{δ}

**3.1. Analiza principalelor domenii de utilizare a tehnicii de calcul
pentru studiul mașinilor electrice**

Analizând diferitele modalități de folosire a softului dedicat și a calculatoarelor electronice , care tind să devină instrumente indispensabile în orice domeniu de activitate , se desprind următoarele concluzii :

-Ca o clasificare a metodelor de lucru cu calculatorul în domeniul mașinilor electrice , avem :

1) Modul de lucru statistic

Este modul de lucru clasic : se fac măsurători de laborator , se alcătuiesc tabele de rezultate , care apoi sunt prelucrate pe calculator , în vederea obținerii curbelor de funcționare ale mașinii sau a unor diagrame comparative între diferitele regimuri de funcționare .

2) Modul de lucru "on line"

Poate este cel mai căutat la ora actuală și este aplicat în laboratoare, unde mașina este cuplată direct la calculator prin intermediul unui ansamblu de traductoare și interfețe . Există deja interfețe care pot transforma calculatorul în osciloscop , sau în aparat de măsură a mărimilor electrice (curent , tensiune , putere electrică , etc.) sau a mărimilor mecanice (turație , cuplu la arbore , moment de inerție , etc.) .

Calculatorul , dotat cu interfețe corespunzătoare , poate face simultan toate aceste măsurători , iar dacă este dotat și cu un software adecvat , le poate prelucra coroborat , în vederea efectuării unor analize de mare complexitate în timp real .

Dacă la modul de lucru nr. 1 nu era nimic de spus în privința economicității , lucrurile fiind simple , la modul nr. 2 este evident că sunt implicate costuri deosebit de mari , atât în privința aparaturii utilizate , cât și din cauza programelor software care gestionează această aparatură . Există o tendință pe plan mondial în legătură cu prețurile , în sensul că

softul de mare performanță a devenit mai costisitor decât infrastructura hardware care-l găzduiește și care este gestionată de către acest soft .

În cazul de față aceste costuri sunt compensate de valoarea rezultatelor obținute , la care nici nu se putea spera în urmă cu 20 - 30 de ani .

3)Proiectarea mașinilor pe calculator

A devenit o obișnuință în zilele noastre , ea se realizează prin instrumente software din ce în ce mai sofisticate și bineînțeles din ce în ce mai scumpe . Are avantaje incontestabile , din punctul de vedere al preciziei și vitezei de calcul , chiar a posibilității de a proiecta automat o mașină electrică , până la nivel de desene de execuție a elementelor constitutive și a schemelor optimizate de bobinaj . Permite elaborarea în timp foarte scurt și fără nici un efort a oricâtor variante diferite , din care apoi se poate efectua alegerea finală a variantelor care vor fi introduse în producție , după anumite criterii care primează în situația respectivă . În acest caz , costurile sunt amortizate prin valorificarea proiectelor mare utilitate și care sunt elaborate la timp .

4)Analiza de mare finețe a câmpurilor magnetice din mașină , la nivelul jugului , dinților și creștăturilor , prin intermediul metodelor de calcul computerizate bazate pe metoda elementelor finite , pentru care există software elaborat și gata pentru a fi aplicat . Bineînțeles , de asemenea , și în acest caz se pune problema costurilor , softul respectiv fiind unul din cele mai scumpe . Dar pentru rezolvarea unor probleme de mare finețe , privind configurația geometrică a dinților și creștăturilor , poziția și numărul acestora , este indispensabil să se recurgă la acest stil de analiză . Și în acest caz rezultatele justifică efortul financiar și intelectual , în sensul că metoda elementelor finite este foarte greu de aplicat , necesitând o muncă laborioasă .

5)Metoda software

Este ceea ce se tratează în lucrarea de față . Ideea de bază nu a fost aceea de a face "artă pentru artă" , adică de a vizualiza pe calculator curbele inducțiilor pentru a vedea cum arată , ci aceea de a utiliza practic aceste curbe , pentru a detecta regimurile de lucru neeconomice , distructive sau periculoase .

Așa cum se arată la începutul și pe parcursul lucrării , mașina asincronă de mare putere a fost privită din punctul de vedere energetic , a primat ideea de fluxuri de energie prin mașină și modul în care ele influențează inducția din întrefier . De asemenea , am căutat și sper că am reușit să suplinesc aparatele de măsură prin intermediul unor instrumente software , de așa natură încât să fie cât mai puține necesități de a investi în aparatură .

Nu aș fi putut să folosesc metoda elementelor finite din două motive:

-un motiv ar fi că această metodă s-a încetățenit pentru studiul unor aspecte geometrice de amănunt și nu dă informații în legătură cu aspectul energetic al problemei .

-al doilea motiv este acela că am lucrat cu mărimi globale , cum ar fi inducțiile la nivel de rotor și stator și inducția din întrefier , chiar dacă am reușit să particularizez aceste mărimi la cazul unui întrefier variabil , în cazul descentrării rotorului . Folosind o exprimare plastică , dacă aș fi recurs la metoda elementelor finite aș fi ajuns să “nu mai văd pădurea din cauza copacilor” , pierzându-mă într-o serie de amănunte privitoare la înfășurări , dinți și creștături . Ar fi fost aproape imposibil pe această cale să ajung în mod rezonabil la mărimile de ansamblu care descriu comportarea câmpului magnetic al mașinii .

3.2. Alura curbei inducției în miezul statoric al mașinii asincrone

Curba inducției în miez funcție de solenație are , pentru valori mici ale solenației , o alură aproape liniară . Pe măsură ce se depășește o valoare critică a solenației , curba are tendința de aplatizare . Partea ascendentă a curbei reale a inducției în miez , se poate aproxima cu o funcție logaritmică, de forma :

$$y = a + b \cdot \ln(x) \quad [\text{alfa}] ,$$

unde y reprezintă inducția B_{δ} , iar x solenația , deci practic curentul de fază .

Pentru perechile de valori (H, B) corespunde funcția logaritmică de interpolare [alfa] , menționată :

$$y = a + b \cdot \ln(x)$$

unde x corespunde lui H , iar y corespunde lui B .

Pentru determinarea coeficienților a și b și a coeficientului de corelație r vom folosi modelul matematic pentru calculul regresiei logaritmice din [30] :

$$a = \frac{\Sigma y - b \Sigma \ln x}{n} ; \quad b = \frac{n \Sigma \ln x \cdot y - \Sigma \ln x \cdot \Sigma y}{n \Sigma (\ln x)^2 - (\Sigma \ln x)^2} ;$$

$$r = \frac{n \cdot \sum \ln x \cdot y - \sum \ln x \cdot \sum y}{\sqrt{[n \sum (\ln x)^2 - (\sum \ln x)^2][n \cdot \sum y^2 - (\sum y)^2]}}$$

Cu această funcție se pot calcula valorile lui B_δ în funcție de H_δ , în fiecare punct luat în considerare din miezul statoric de sub circumferința întrefierului . Neglijând grosimea δ , întrefierul este de fapt o suprafață cilindrică , dar se admite aproximația de a calcula și reprezenta grafic doar suita de fenomene care au loc pe o secțiune circulară oarecare , perpendiculară pe generatoarea cilindrului , punctele care se găsesc pe aceeași generatoare considerându-se echivalente.

Cu formulele prezentate în capitolul 2 , cum sunt :

$$B_E^{(1)}(\alpha, t) = \frac{3}{2} B_{Em}^{(1)} \cos(\omega t - p\alpha) ,$$

unde :

$$B_{Em}^{(1)} = \frac{2\mu_0 N k_q^{(1)} k_s^{(1)} I \sqrt{2}}{\pi p \delta} ,$$

s-au calculat valorile inducției generate în întrefier de înfășurarea statorică . Formula poate fi pusă sub forma :

$$B = Const \cdot I \cdot \mu_0 , \text{ unde se poate nota : } H = Const \cdot I \quad \text{Rezultă}$$

$$B = H_\delta \cdot \mu_0 ,$$

(H_δ este intensitatea câmpului magnetic în întrefier).

unde μ_0 este permeabilitatea magnetică a vidului , egală aproximativ cu cea a aerului .

Formula de mai sus nu ține cont de fenomenul de saturație a miezului magnetic . Dar la apropierea de regimul nominal și mergând spre solicitări mai mari decât cele ale regimului nominal , trebuie să ținem cont de saturația miezului magnetic .

Intensitatea câmpului magnetic din miezul feromagnetic are valori scăzute , din cauză că permeabilitatea magnetică a miezului este cu câteva ordine de mărime mai mare decât cea din întrefier . De asemenea ,

permeabilitatea magnetică a miezului prezintă fluctuații , în funcție de derivata $I - a$ a funcției care aproximează curba de magnetizare , în punctul considerat . Practic , interesează permeabilitatea magnetică dintr-un anumit punct , $\mu_p = \frac{B_p}{H_p}$; (beta)

Cu relația (beta) se va genera o nouă funcție , care să furnizeze corelația dintre μ și H în miez . Având pe μ , se va calcula $\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0}$. Prin

înmulțirea $H_m \cdot \mu_r$, obținem H_δ în întrefier . Dacă baleiem tot domeniul $H - \mu$, se obține un H_δ care poate fi identificat cu H_δ de mai sus . Aceste considerații constituie baza teoretică de determinare influenței saturației miezului asupra inducției din miez .

3.3.Calculul efectiv al inducției în cazul existenței fenomenului de saturație a miezului

Plecând acum invers , într-un caz real , lui H_δ îi corespunde un H_m , cu ajutorul căruia se poate calcula inducția B_m din miez (căutată), care va fi afectat de fenomenul de saturație . Pentru început , am obținut tabelul de variație μ, H_m, H_δ , pe baza funcțiilor stabilite în paragraful anterior .

Pe baza corelației de mai sus , se poate determina funcția $H_m = f(H_\delta)$ [A / cm] , de forma :

$$y=f(x) \quad [\text{beta}']$$

Alura curbelor de care aparțin punctele din tabelul de mai sus justifică identificarea funcției beta cu o funcție de regresie exponențială .

Conform [30],putem folosi următoarele notații:

$$a = \frac{\sum \ln y - b \sum x}{n} ; \quad b = \frac{n \cdot \sum x \cdot \ln y - \sum x \cdot \sum \ln y}{n \sum x^2 - (\sum x)^2} ,$$

$$r = \frac{n \sum x \cdot \ln y - \sum x \cdot \sum \ln y}{\sqrt{[n \sum x^2 - (\sum x)^2][n \sum (\ln y)^2 - (\sum \ln y)^2]}}$$

$$y = a \cdot x^b$$

Considerăm că până la $B_{\delta N} = 1.4$ T saturația este practic ne semnificativă și ținând cont de curbele de magnetizare a tablei silicioase și de principiul de funcționare conform căruia , la regimul nominal , mașina este slab saturată . În programul DEMO am implementat următorul algoritm : dacă B este > 1.4 T , se calculează $H_{\delta} = \frac{B}{\mu_0}$; H_{δ} astfel calculat se introduce în funcția putere [beta '] , de unde rezultă H_m . La rândul lui , H_m se introduce în funcția exponențială [alfa] , care va da noul B , inducția influențată de saturația miezului .

Rezultatul grafic prezintă o aplatizare a vîrfurilor curbei inducției pe circumferința întrefierului , vizibilă în special la regimuri de supraîncărcare ale mașinii asincrone .

3.4. Influența armonicilor de dinți asupra inducției din întrefier

Pentru armonicile de ordinul $v = 2kqm \pm 1$; $k \in \mathbb{N} - \{0\}$ avem factorul de repartiție , așa cum rezultă din [19] , pag.219 , paragraful 2.13:

$$k_{qv} =$$

$$[\sin(pqv\gamma' / 2)] / q \cdot \sin(pv\gamma' / 2) = \{\sin[pq(2kqm \pm 1)\gamma' / 2]\} / q \cdot \sin[p(2kqm \pm 1)\gamma' / 2] = k_{q1}$$

deoarece $\gamma' = \pi / pqm$. De asemenea, factorul de scurtare va fi:

$$k_{sv} = \cos[(2mkq \pm 1)s\pi / 2\tau] = \cos[(2mkq \pm 1) \cdot s\pi / 2mq] = \pm k_{s1}$$

unde scurtarea s reprezintă un număr întreg de creștături (din considerente constructive) , iar $\tau = Z / 2p = mq$ este exprimat în număr de creștături .

Din cele de mai sus rezultă că valorile factorului de scurtare și a factorului de repartiție sunt similare , indiferent dacă este vorba de fundamentală sau de oricare din armonici . Pentru ca armonicile să aibă amplitudinea mică trebuie să aibă un ordin cât mai mare ; acesta se realizează prin mărirea numărului q (q este limitat superior).

Armonicile de ordinul $2kqm \pm 1$ nu apar numai din descompunerea în serie a câmpului magnetic inductor ci și datorită danturii armăturii . Să considerăm armonica fundamentală a inducției magnetice a câmpului magnetic inductor. Prezența dinților și a creștăturilor pe armătura indusă

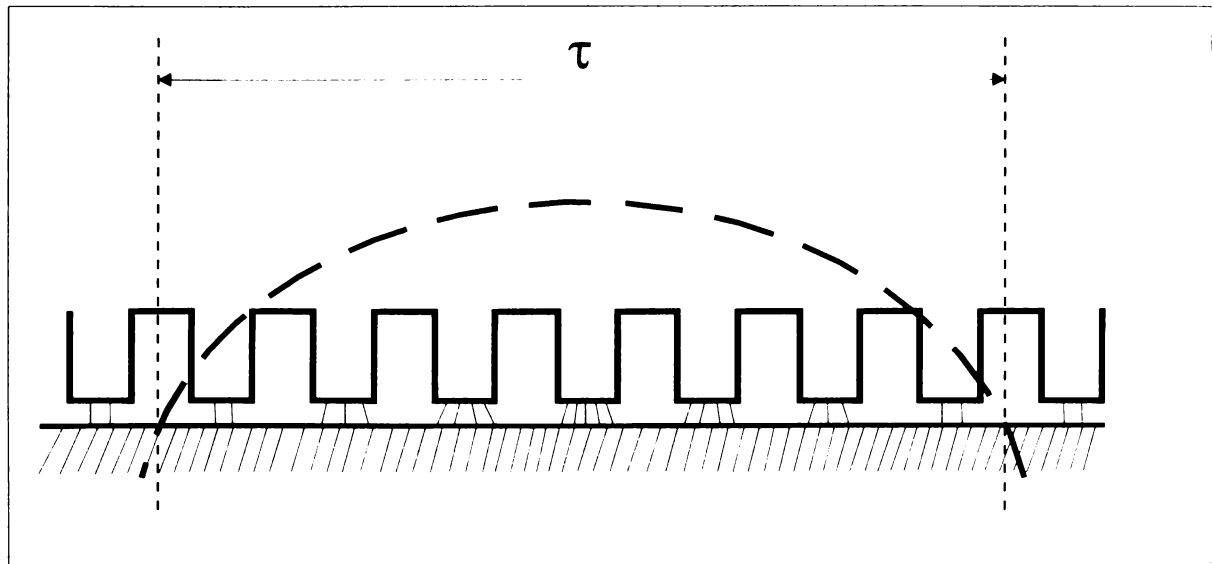


Fig.3.3.1

contribuie la apariția unor armonici superioare de altă natură. Datorită permeabilității foarte mari a materialului din care sunt realizate armăturile, inducția magnetică în dreptul dinților va avea valori mai mari decât în dreptul creștăturilor . În figura 3.3.1 este pus în evidență acest efect pentru o parte dintr-o mașină electrică , în ipoteza că rotorul este un cilindru neted.

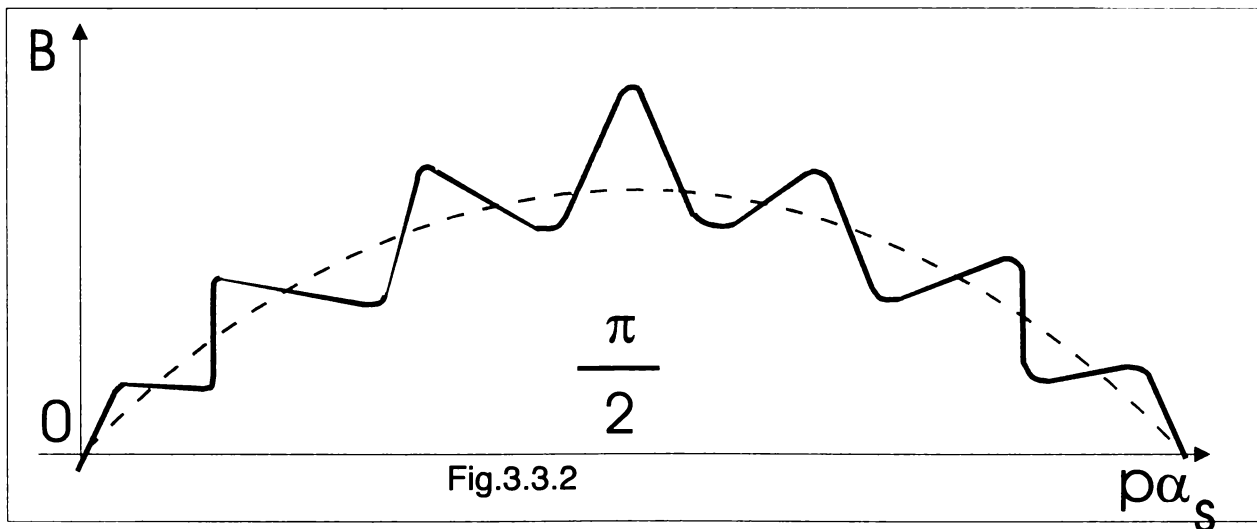


Fig.3.3.2

În figura 3.3.2 este prezentată variația inducției magnetice la periferia interioară a statorului la un moment dat pentru un pas polar al mașinii . Se constată că în curba inducției magnetice armonică fundamentală au apărut pulsații . Se separă aceste pulsații de fundamentală (fig. 3.3.3) și se presupune că amplitudinea pulsației în dreptul axei unui dinte este proporțională cu elongația inducției magnetice a fundamentalei . Înfășurătoarea pulsațiilor este o sinusoidă $\cos(p\alpha_s)$ cu perioadă egală cu dublul pas polar $2\pi/p$ iar perioada pulsațiilor este dată de numărul de dinți .

La o înfășurare m – fazată numărul total de dinți este $2mpq$. În consecință , pulsațiile modulate ale inducției magnetice au expresia analitică :

$b_p(\alpha_s, t) = B_{pm}(t) \cdot \cos(p\alpha_s) \cdot \cos 2mpq\alpha_s$. Expresia se poate scrie sub forma:

$$b_p(\alpha_s, t) = \frac{1}{2} B_{pm}(t) [\cos p(2mq + 1)\alpha_s + \cos p(2mq - 1)\alpha_s] \quad .$$

Așadar , statorul dințat introduce perechea de armonici superioare $2mq \pm 1$ în curba inducției magnetice sau a tensiunii magnetice . Dar pulsațiile introduse de prezența creștăturilor au o variație periodică și deci expresia de mai sus este

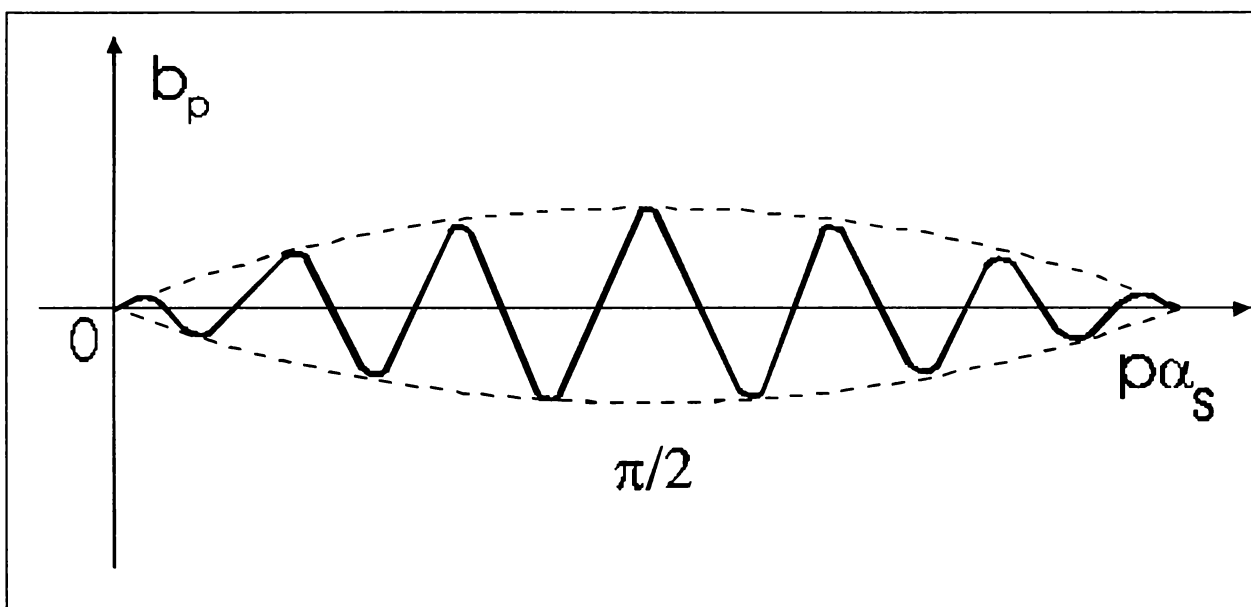


fig.3.3.3

de fapt o sumă de armonici , care puse sub forma ultimă au ordinul $2mqk \pm 1$, $k \in \mathbb{N}$. Aceste armonici nu sunt atenuate prin modificarea repartiției și dimensiunii creștăturilor , însă pot fi substanțial atenuate prin înclinarea creștăturilor ([19] , pag.120 , paragraful 2.13 , alineatul 3) . Dacă q_1 este numărul de creștături pe pol și fază statoric și q_2 cel rotoric atunci vor fi armonici de ordinul $2mq_1k \pm 1$ și $2mq_2k \pm 1$.

3.5.Programele elaborate pe baza considerentelor prezentate

În cele prezentate , am identificat căile prin care se pot obține elementele necesare pentru calculul câmpului magnetic din întrefier . Pentru a se putea studia configurația câmpului în condiții concrete , de-a lungul întregii periferii a întrefierului , am ales câteva intervale distincte de funcționare a mașinii asincrone , care acoperă practic toate posibilitățile de funcționare în regim de motor .

Pentru prelucrarea datelor aferente câmpului magnetic , am elaborat următoarele programe de calcul , (scrise în limbajele FORTRAN și ASSEMBLER) pentru calculatoare de tip IBM PC :

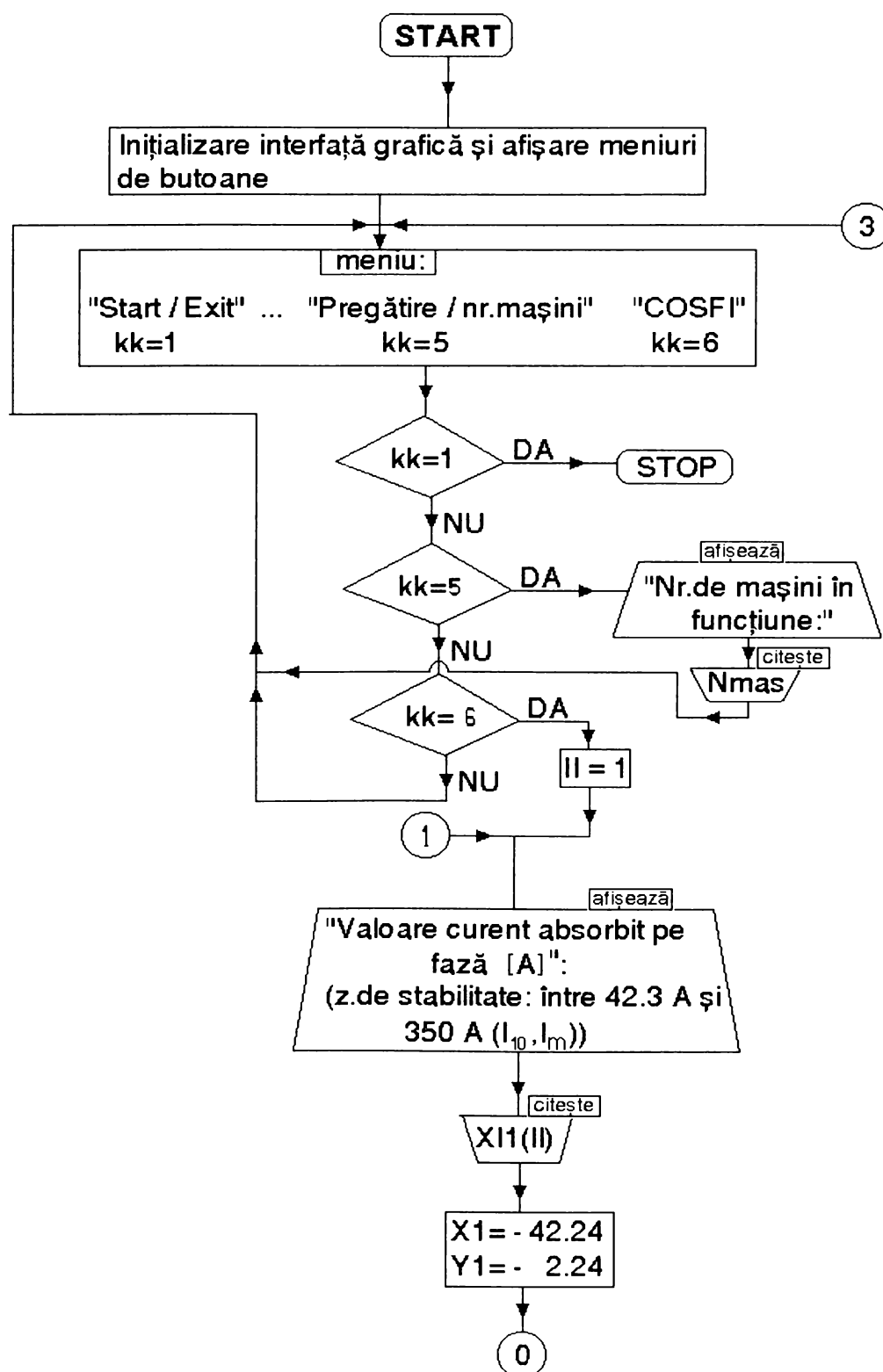
1) **COSFI – program de calcul al factorului de putere al mașinii asincrone de mare putere** , al puterilor activă și reactivă , al necesarului de putere în bateriile de compensare .Am elaborat programul în cadrul unui contract de cercetare legat de computerizarea stației de electrocompresoare de la Lunca , jud.Alba .

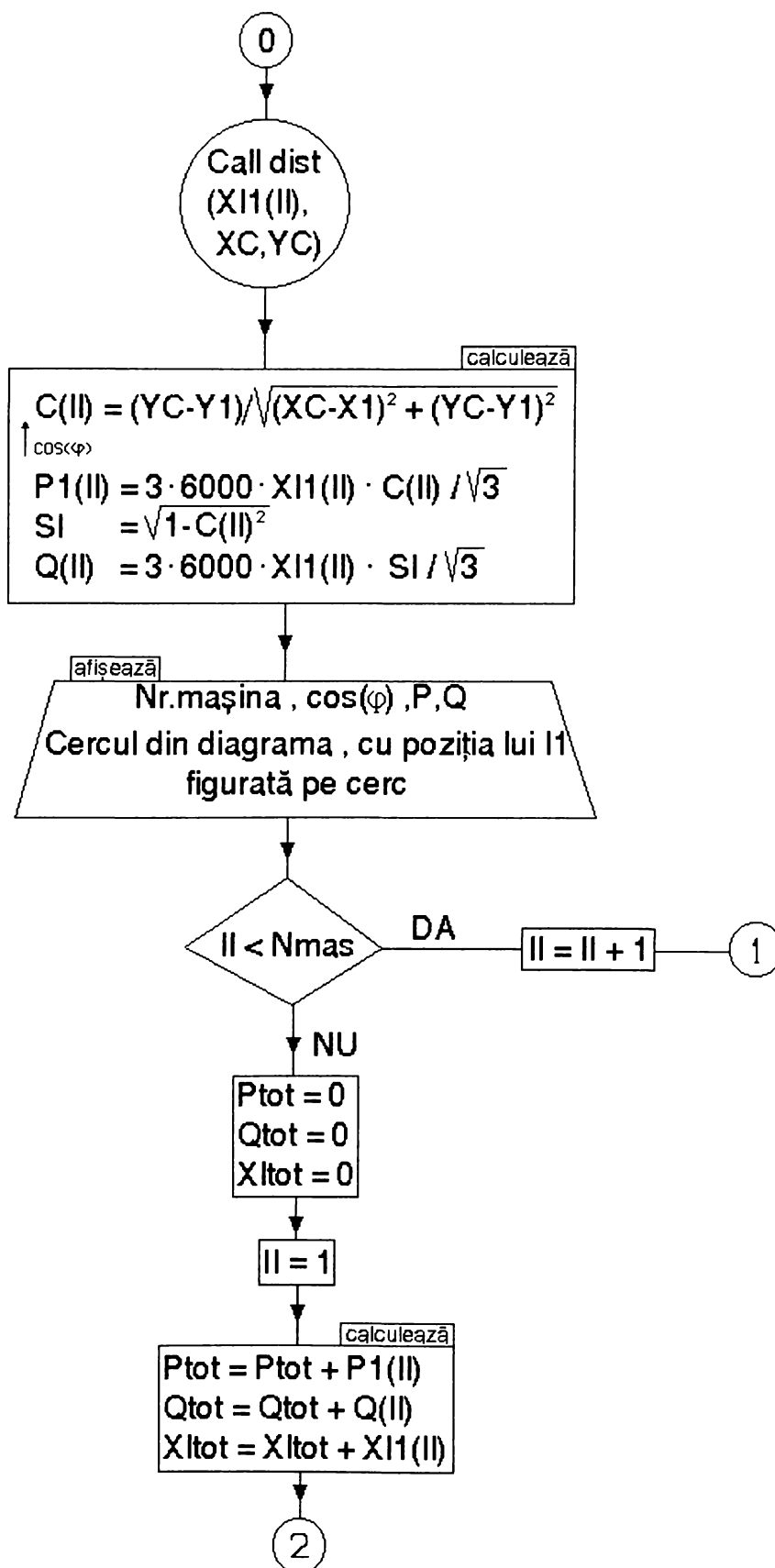
Programul a fost gândit și realizat de subsemnatul în ideea de a rezolva o problemă practică , referitoare la calculul lui $\cos(\varphi)$ pentru una , sau mai multe mașini asincrone . Programul este adaptat pentru situația concretă și schema electrică de la Lunca și în acest sens are ca variabilă de intrare doar curentul de fază pentru fiecare mașină , care poate fi prelevat de pe panoul de măsură al celei de alimentare a fiecărei mașini . Restul datelor , care sunt aferente algoritmului prezentat pentru calculul lui $\cos(\varphi)$ sunt deja introduse în program . În consecință , efortul de operare pentru efectuarea calculelor este minim și rezultatele se obțin rapid . La elaborarea programului am ținut seama de existența unor baterii de condensatoare pentru compensarea factorului de putere care pot fi cuplate de operatorul din stația de comprimare , în funcție de necesități . De aceea programul va calcula și necesarul de putere reactivă de compensare . Pe ecran apar următoarele rezultate:

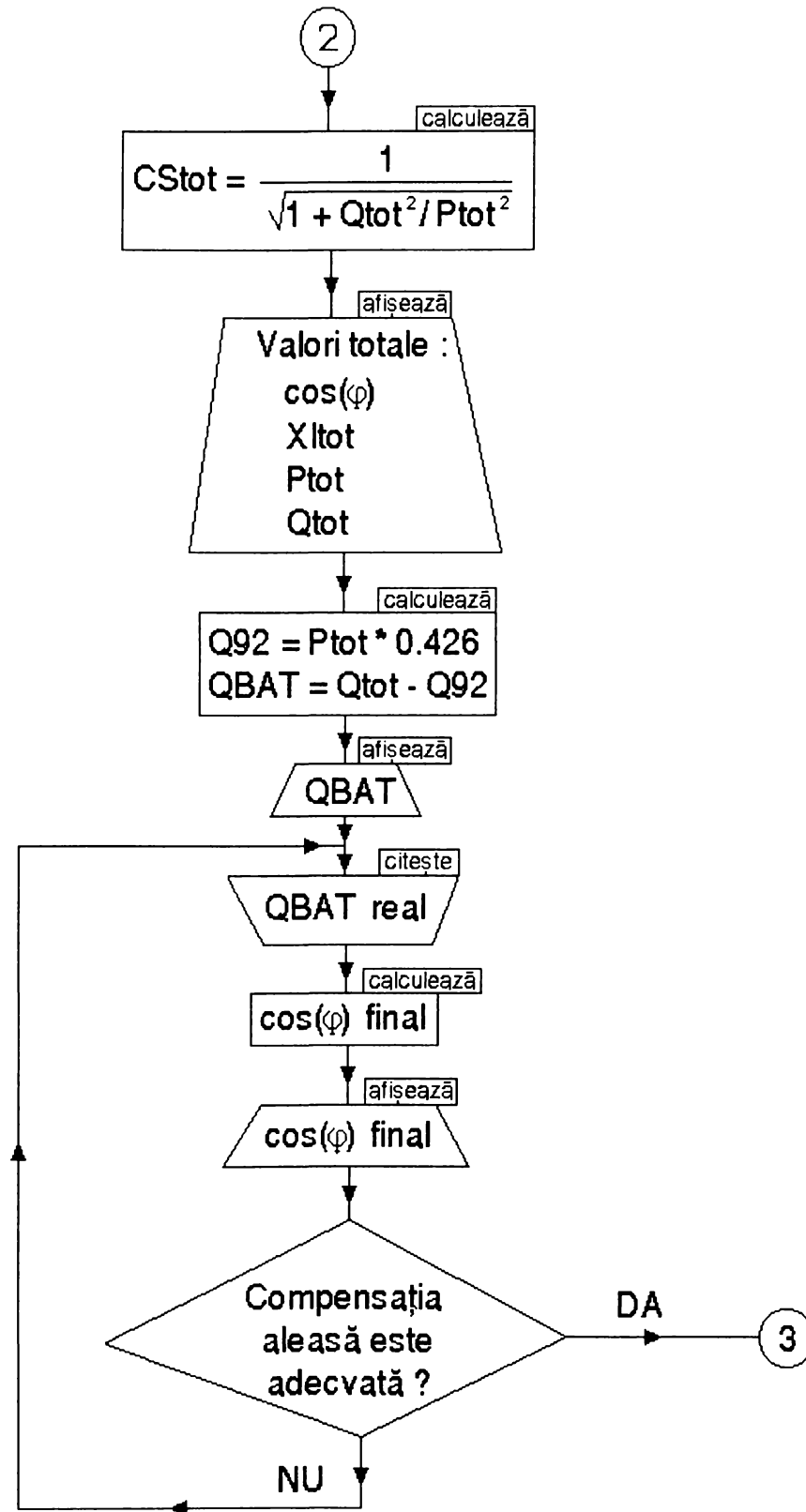
- curentul de fază pentru alimentarea mașinii ;
- puterea activă și reactivă consumată pentru fiecare mașină în parte ,
- $\cos(\varphi)$ pentru fiecare mașină în parte , de asemenea puterea totală activă și reactivă pe stație , $\cos(\varphi)$ rezultat fără compensare ,
- puterea reactivă necesară pentru compensare prin cuplarea bateriilor de condensatoare pentru atingerea lui $\cos(\varphi) = 0.92$ (neutral) .

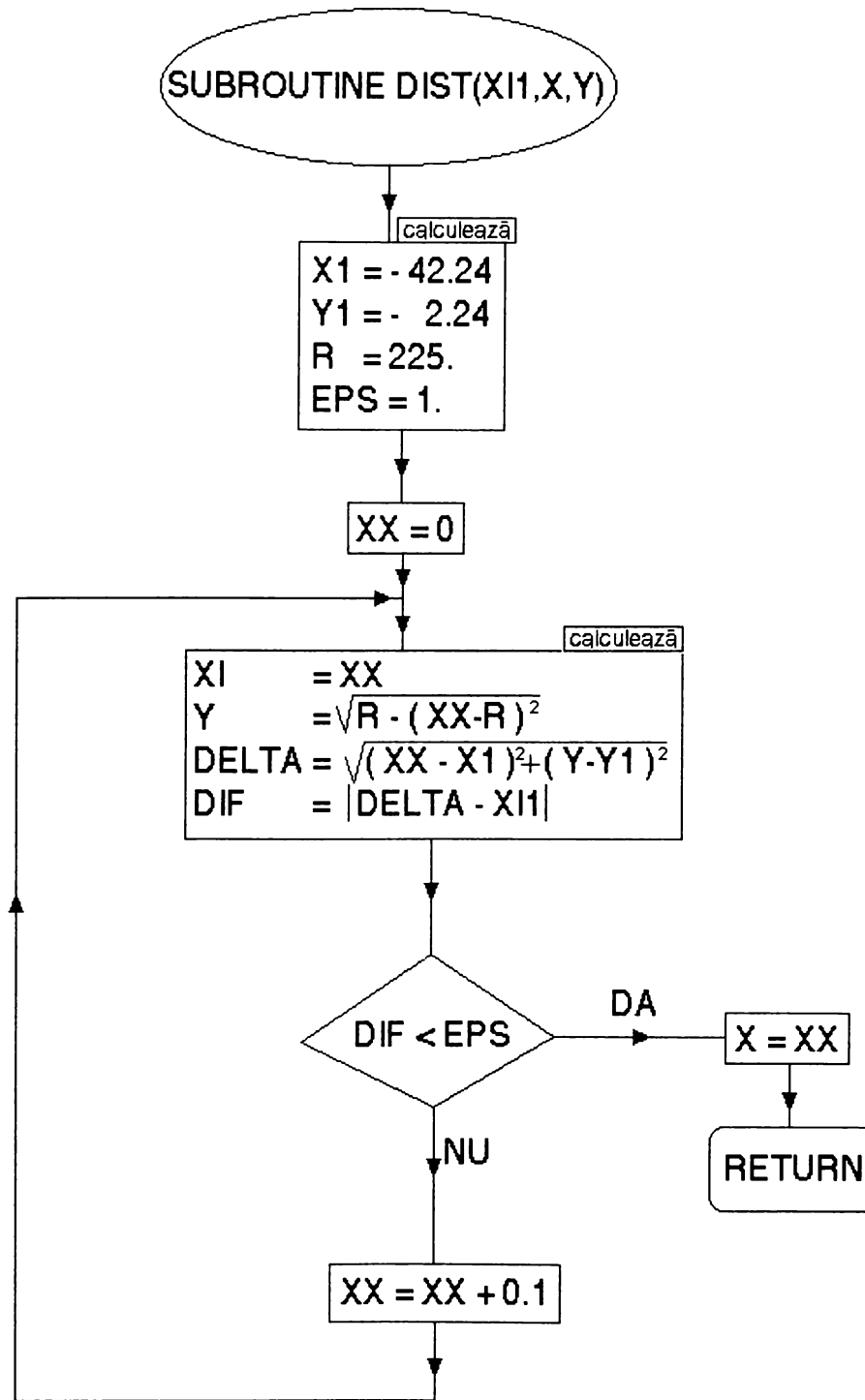
De asemenea , având în vedere că bateriile de compensare pot fi grupate în tranșe distincte , în funcție de capacitatea lor , programul cere să se specifice puterea reactivă reală de compensare care va fi cuplată , recalculând $\cos(\varphi)$ de câte ori se solicită . Pentru o utilizare cât mai performantă , programul este realizat ca o combinație de două elemente :

- partea de calcule propriu - zisă , care constituie o transpunere în limbajul calculatorului a metodei de calcul a lui $\cos(\varphi)$ ce utilizează diagrama cercului ,
- sistemul de intrare - ieșire a datelor și diagramele , bazat pe interfețe grafice avansate . Rutinele interfeței grafice sunt de asemenea concepute și realizate de subsemnatul , scrise în limbajul ASSEMBLER și FORTRAN , ele funcționând la fel de eficient în sistemul de operare DOS și Windows . Schema logică a programului este următoarea :









Cu ajutorul programului COSFI s-a făcut și o determinare teoretică privind valoarea maximă a lui I_1 a unui motor cu datele:

$$P_n = 900 \text{ Kw}$$

$$U_n = 6000 \text{ V}$$

$$f_1 = 50 \text{ Hz}$$

$$m_1 = 3$$

$$n_1 = 428 \text{ rot / min. (p=7)}$$

Construcție : Rotor în colivie , cu bare înalte dreptunghiulare

$$M_m/M_n = 2.66 ; M_p/M_n = 0.64 ; I_p/I_n = 5.38$$

Conexiunea fazelor înfășurării statorice : stea (Y)

Valoarea cea mai mare a lui I_1 pentru a avea asigurată stabilitatea în regim de motor este cea corespunzătoare lui (s_m, M_m, P_m) .

Prin utilizarea programului COSFI , s-a găsit:

$$I_{1m} = 350 \text{ A ;}$$

$$\cos(\varphi_m) = 0.651 ;$$

$$P_m = 2.368 \cdot 10^6 \text{ W}$$

Față de puterea nominală , capacitatea de supraîncărcare k_m rezultă :

$$k_m = \frac{2.368 \cdot 10^6}{900000} = 2.63$$

În datele tehnice ale mașinii s-a specificat $k_m = 2.66$, deci o diferență de -1.13 % . Se poate constata astfel că și spre capetele domeniului de funcționare metoda de calcul bazată pe diagrama cercului oferă rezultate destul de precise .

2) Programul BETA - preia algoritmul de calcul al lui $\cos(\varphi)$ din programul COSFI . Dacă programul COSFI era legat de exploatarea mașinilor asincrone de 900 kW dintr-o stație de comprimare a gazelor , programul BETA pregătește datele pentru programul DEMO , care va reprezenta grafic inducția din întrefier .

Ca date variabile de intrare , programul BETA solicită numai valoarea curentului de fază statoric I_1 . Pe baza inducției B_{1n} (inducția câmpului magnetic rotativ creat de înfășurarea trifazată statorică în regim de functionare nominal) , se calculează aceeași inducție pentru $I_1 \neq I_{1n}$, de asemenea se calculează poziția vârfului lui I_1 pe diagrama cercului (X_c , Y_c) , se calculează unghiul de defazaj φ .

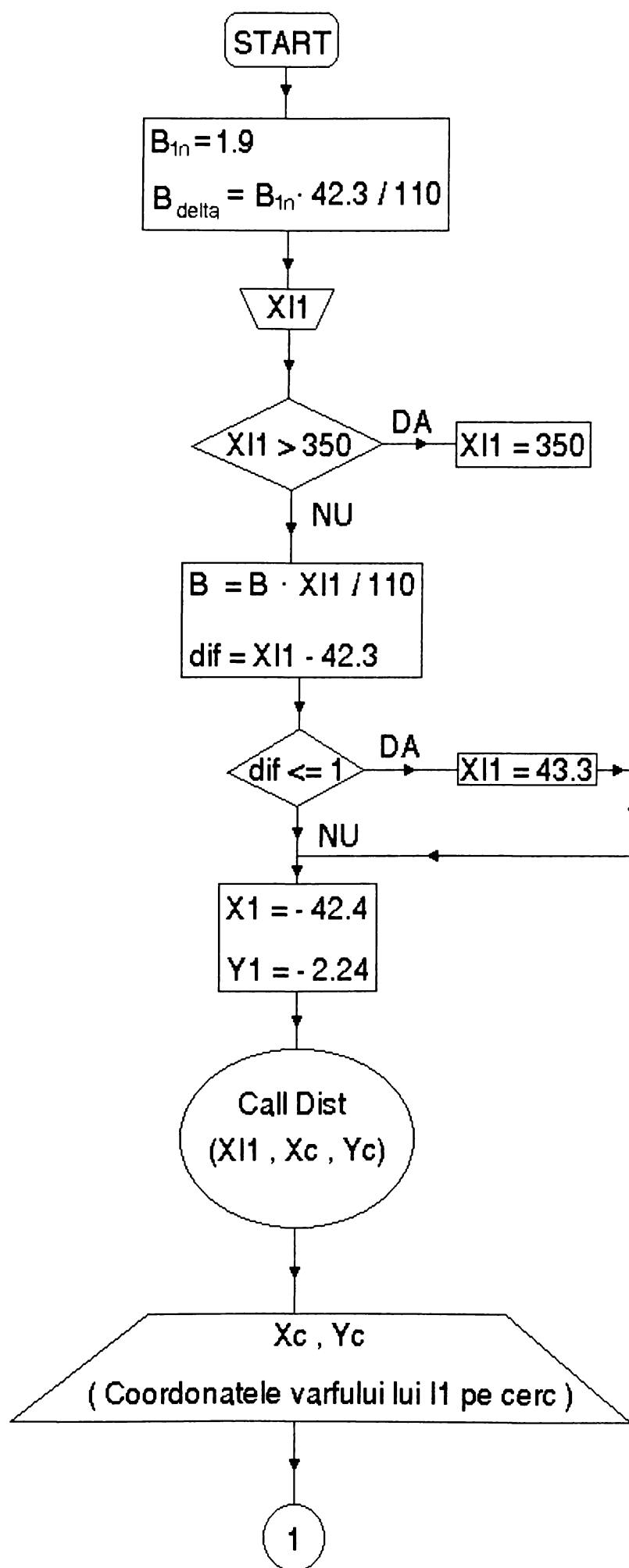
Se calculează apoi componentele pe axe ale lui I_2' și unghiul φ_{2p} dintre axa Oy și $-I_2'$. Pe baza unghiurilor φ și φ_{2p} se calculează unghiul de defazaj beta dintre inducțiile rezultante ale câmpului magnetic învârtitor statoric și rotoric . Prin compunerea vectorială a celor două mărimi , se poate obține inducția rezultantă din întrefier , B_δ .

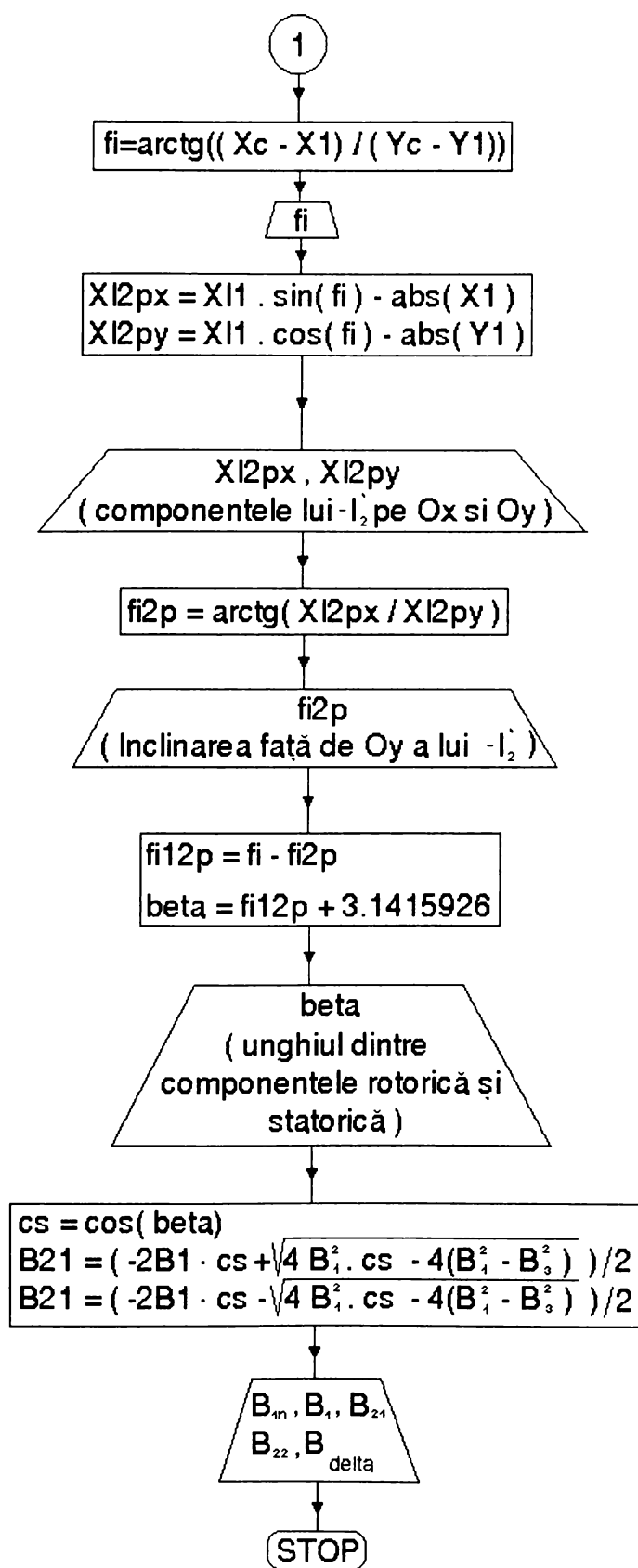
Dar pentru componenta rotorică a inducției este mai dificil de aplicat o relație asemănătoare cu cea folosită pentru calculul câmpului magnetic învârtitor rezultat creat de înfășurarea trifazată statorică , din cauza existenței coliviei în locul înfășurării clasice cu bobine . Pentru calculul lui B_2 (inducția rezultantă a câmpului magnetic rotoric) , se determină prima dată B_δ și avem:

$$B_\delta = B_1 \cdot \frac{42.3}{110} = 0.730 \text{ T} ,$$

valoare foarte apropiată de 0.729 T care a fost aleasă la calculul de dimensionare , unde 42.3 și 110 A reprezintă valoarea curentului de mers în gol , respectiv curentului nominal .

Pentru a justifica procedeul folosit , trebuie amintit că **la regimul de mers în gol** inducția câmpului din rotor are valori neglijabile și practic , ca și valoare , inducția din întrefier este aceeași cu inducția câmpului învârtitor statoric . Având B_1 și B_δ date , se calculează apoi B_2 , ținând bineînțeleles cont și de mărimea unghiului beta . Schema logică a programului BETA este figurată în continuare :





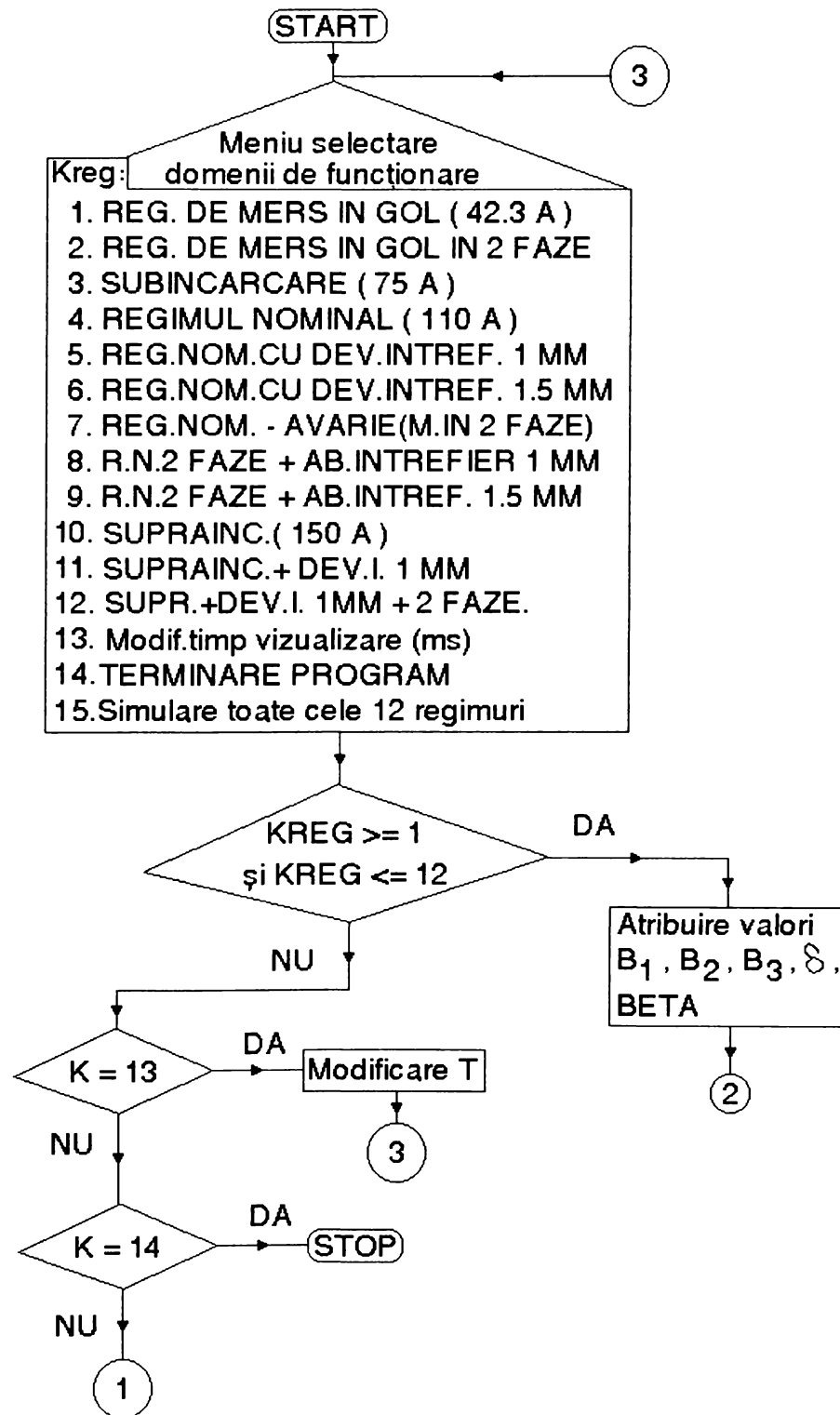
3) DEMO – program de reprezentare grafică a câmpului magnetic în întrefier și de calcul a inducției în situația unui întrefier neuniform care apare la un rotor descentrat . De asemenea , programul poate reda evoluția în timp a câmpului magnetic din întrefier .

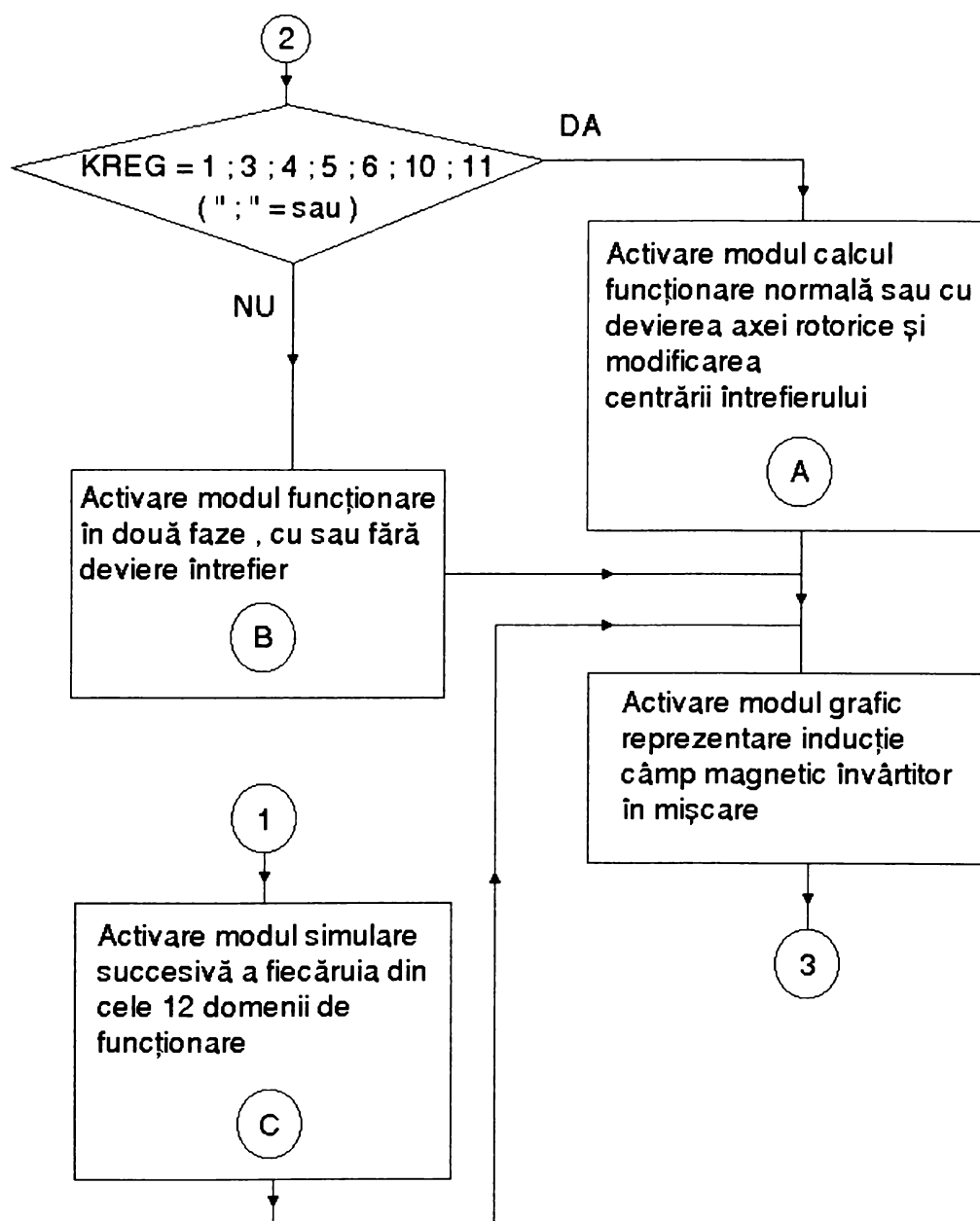
Programul DEMO , scris în varianta de limbaj MICROSOFT POWER FORTRAN STATION 1.0a , beneficiază de puterea de calcul a soft-ului pe 32 de biți , care permite inclusiv imagini în mișcare . Programul prezintă evoluția curbelor de variație ale inducției în zona întrefierului , printr-o secțiune transversală prin mașină , într-un mod comparabil cu imaginile pe osciloscop . Diferența față de osciloscop este că am realizat reprezentarea animației pe calculator în coordonate polare, care sunt mai aproape de realitate și permit o înțelegere mai intuitivă a fenomenului . Așa cum am arătat , programul ține cont de saturația miezului magnetic , armonicile de dinți , neuniformitatea întrefierului datorată diverselor grade de excentricitate ale rotorului , influența armonicilor a 3-a (atunci când există) pentru rotorul excentric și pentru funcționarea în două faze .

Am elaborat acest program ca pe o demonstrație a capabilităților metodei software . El este ușor de modificat , pentru a corespunde oricăror necesități în materie de calcul . Din punct de vedere grafic , pentru un ciclu complet de simulare a celor 12 domenii de funcționare alese , programul calculează coordonatele a aproximativ 20 000 000 de puncte , prin juxtapunerea cărora rezultă curbele în mișcare . Având în vedere că imaginea în mișcare se obține prin afișarea punctelor , urmată de ștergerea lor , (de fapt o rescriere cu culoarea de fond) , după care urmează fixarea punctelor în noile coordonate și așa mai departe , rezultă un total de 40 000 000 puncte care vor fi desenate pe ecran . În varianta cu timpul de simulare mărit de 8 ori , se ajunge la 320 000 000 puncte calculate și desenate , într-un singur ciclu de simulare .

Având în vedere complexitatea programului și caracterul lui demonstrativ , programul DEMO nu cere nici un fel de date de intrare , mărimile cu care lucrează sunt predefinite în textul programului și operarea programului se reduce la selectarea opțiunilor de lucru dorite prin intermediul meniurilor de butoane care apar pe ecran . Programul face calculele privitoare la inducții cu respectarea influenței factorului lui Carter asupra mărimii întrefierului și implicit asupra inducției din întrefier , de asemenea se calculează riguros armonicile de dinți care afectează câmpul magnetic rezultat creat de înfășurarea rotorică , efectele armonicilor a 3 - a a inducției atunci când nu se anulează , modificarea

lărgimii întrefierului în cazul rotorului descentrat și efectul saturației în miezul feromagnetic , conform curbei de magnetizare , asupra valorilor reale ale inducției . Structura exactă a programului DEMO se deduce din schema logică de mai jos:





Structura modulelor de calcul A , B , C este gândită în așa fel încât să garanteze corectitudinea rezultatelor și un flux optim al instrucțiunilor din punctul de vedere al vitezei de calcul .

**Modulul "A" de calcul pentru funcționare normală ,
ținând cont și de devierea axei mașinii și modificarea
întrefierului**

```
if(ind.eq.0)THEN
b123=b100/23
b125=b100/25
endif
RM=142.9/2
R=142.5/2
DO XI=0.01,2*3.1415926,0.002
R0=SQRT((RM*COS(XI)+D)**2+(RM*SIN(XI))**2)
DELTA=R0-R
B10=B100*0.2/DELTA
B13=B103*0.2/DELTA
b1123=b123*0.2/DELTA
b1125=b125*0.2/DELTA
B1=bb(B10/3.*(COS(OMEGA*T-XI*7)+
*COS(OMEGA*T-XI*7)+
*COS(OMEGA*T-XI*7)+
*COS(OMEGA*T+XI*7)+
*COS(OMEGA*T+XI*7-4.*3.1415926/3.)+
*COS(OMEGA*T+XI*7-8.*3.1415926/3.))+
*B13/3.*(COS(OMEGA*T-3*XI*7)+
*COS(OMEGA*T-3*XI*7+2.*2.*PI/3)+
*COS(OMEGA*T-3*XI*7+2.*4.*PI/3)+
*COS(OMEGA*T+3*XI*7)+
*COS(OMEGA*T+3*XI*7-4*2*PI/3)+
*COS(OMEGA*T+3*XI*7-4*4*PI/3))+
*b1123/3.*(cos(omega*t+xi*7*23)+
*cos(omega*t+xi*7*23))+
*cos(omega*t+xi*7*23))+
*b1125/3.*(cos(omega*t-xi*7*25)+
*cos(omega*t-xi*7*25)+
*cos(omega*t-xi*7*25)))
CALL DISPL(XI,B1,nb1L,nb1C)
R0=SQRT((RM*COS(XI)+D)**2+(RM*SIN(XI))**2)
DELTA=R0-R
B20=B200*0.2/DELTA
B23=B203*0.2/DELTA
B2=bb(B20/3.*(COS(OMEGA*T-XI*7+3.1415926+ALFA)+
```

```

* COS(OMEGA*T-XI*7+3.1415926+ALFA)+
* COS(OMEGA*T-XI*7+3.1415926+ALFA)+
* COS(OMEGA*T+XI*7+3.1415926+ALFA)+
* COS(OMEGA*T+XI*7-4.*3.1415926/3.+3.1415926+ALFA)+
* COS(OMEGA*T+XI*7-8.*3.1415926/3.+3.1415926+ALFA))) +
* bb(B23/3.*(COS(OMEGA*T-3*XI*7+3.1415926+ALFA)+
* COS(OMEGA*T-3*XI*7+3.1415926+ALFA+2*2*PI/3)+
* COS(OMEGA*T-3*XI*7+3.1415926+ALFA+2*4*PI/3)+
* COS(OMEGA*T+3*XI*7+3.1415926+ALFA)+
* COS(OMEGA*T+3*XI*7-4*2*3.1415926/3.+3.1415926+ALFA)+
* COS(OMEGA*T+3*XI*7-4*4*3.1415926/3.+3.1415926+ALFA)))
CALL DISPL(XI,B2,nb2L,nb2c)
B3=B1+B2
CALL DISPL(XI,B3,nb3L,nb3C)
ENDDO

```

Formulele de calcul s-au scris în notația convențională FORTRAN ; s-au scos toate instrucțiunile și apelurile de subrutine de altă natură decât calculele (cum ar fi instrucțiunile grafice) . Variabilele din program prezente mai sus au următoarele semnificații :

B100 - amplitudinea armonicii fundamentale a inducției din stator ;

B123 , B125 - amplitudinea armonicilor de dinți (armonicile 23 și 25) ;

R , RM - raza interioară a statorului și raza exterioară a rotorului ;

DELTA - întrefierul care variază , în cazul devierii , între un minim și un maxim (deviația maximă este reprezentată în program prin variabila D) .

B10 - amplitudinea maximă a armonicii fundamentale a statorului corectată din punctul de vedere al deviației întrefierului ;

B13 - armonica a 3-a a statorului corectată din punctul de vedere al deviației întrefierului ;

B1123 , B1125 -armonicile de dinți , corectate după variația lui DELTA ;

B1 - inducția rezultantă din stator , rezultată în urma calculelor ;

B2 - inducția rezultantă din rotor , rezultată în urma calculelor ;

B20 , B200 , B23 , B203 - cu indicele 2 se notează armonicile 1 și 3 din rotor , păstrându-se convențiile de notație de mai sus ;

B3 - inducția rezultantă din întrefier ;

XI - unghiul geometric;

XI*7 - unghiul electric;

OMEGA - este o constantă , are valoarea 314.

Rutina DISPL îndeplinește funcția de pregătire pentru afișarea punctelor , transformând coordonatele carteziene de calcul în coordonatele carteziene ale ecranului . Funcția bb , care apare de exemplu la calculul final al lui B1 și B2 aplică algoritmul de calcul al efectului de saturație .

Valoarea B100 este dată în faza pregătitoare a calculelor , la începutul programului , când se calculează și efectul factorului lui Carter asupra întrefierului , deci și a inducțiilor din stator și rotor . B200 , B103 , B203 rezultă din calcul în aceeași fază , după stabilirea lui B100 .

Modulul "B" de calcul pentru funcționarea în două faze, ținând cont și de devierea axei mașinii și modificarea întrefierului

```
subroutine B2F(ind,b100,b200,nb1L,nb1c,nb2L,nb2c,
*nb3L,nb3c,b103,b203,ALFA,KREG,WN,D,t,tvar)
character*80 w,WN
integer*2 nb1L(1400),nb1c(1400),nb2L(1400),nb2c(1400),
*nb3L(1400),nb3c(1400)
PI=3.1415926
OMEGA=314.
if(ind.eq.0)THEN
b123=b100/23
b125=b100/25
call disparam(tvar)
WRITE(W(:2),'(I2)')KREG
W(3:3)='â'
CALL BGI(2.,2.,0,97,560,W,11)
CALL RETAN(90,550,119,600,3)
endif
call nota(w)
call caro(T,D,ind,WN)
RM=142.9/2
R=142.5/2
DO XI=0.01,2*3.1415926,0.002
R0=SQRT((RM*COS(XI)+D)**2+(RM*SIN(XI))**2)
DELTA=R0-R
B10=B100*0.2/DELTA
B13=B103*0.2/DELTA
b1123=b123*0.2/DELTA
```

pag. 60

```

b1125=b125*0.2/DELTA
B1=bb(B10/3.*(COS(OMEGA*T-XI*7)+
*COS(OMEGA*T-XI*7)+
*COS(OMEGA*T+XI*7)+
*COS(OMEGA*T+XI*7-4.*3.1415926/3.))+
*B13/3.*(COS(OMEGA*T-3*XI*7)+
*COS(OMEGA*T-3*XI*7+2.*2.*PI/3)+
*COS(OMEGA*T+3*XI*7)+
*COS(OMEGA*T+3*XI*7-4*2*PI/3))+
*b1123/3.*(cos(omega*t+xi*7*23)+
*cos(omega*t+xi*7*23))+
*b1125/3.*(cos(omega*t-xi*7*25)+
*cos(omega*t-xi*7*25)))
CALL DISPL(XI,B1,nb1L,nb1C)
R0=SQRT((RM*COS(XI)+D)**2+(RM*SIN(XI))**2)
DELTA=R0-R
B20=B200*0.2/DELTA
B23=B203*0.2/DELTA
B2=bb(B20/3.*(COS(OMEGA*T-XI*7+3.1415926+ALFA)+
*COS(OMEGA*T-XI*7+3.1415926+ALFA)+
*COS(OMEGA*T+XI*7+3.1415926+ALFA)+
*COS(OMEGA*T+XI*7-4.*3.1415926/3.+3.1415926+ALFA)+
*0))+
*bb(B23/3.*(COS(OMEGA*T-3*XI*7+3.1415926+ALFA)+
*COS(OMEGA*T-3*XI*7+3.1415926+ALFA+2*2*PI/3)+
*COS(OMEGA*T+3*XI*7+3.1415926+ALFA)+
*COS(OMEGA*T+3*XI*7-
*4*2*3.1415926/3.+3.1415926+ALFA)+
*0))
CALL DISPL(XI,B2,nb2L,nb2c)
b3=b1+b2
CALL DISPL(XI,B3,nb3L,nb3C)
ENDDO
end !subroutine B2F

```

Ca și la modulul A , se regăsesc aceleași notații , diferența este la expresia de calcul pentru B1 și B2 , care conțin numai termenii pentru două faze , iar rezultanta funcțiilor trigonometrice atașate definește un câmp magnetic rotativ eliptic , corespunzător funcționării în două faze a mașinii studiate .

Am pus la punct acest program de-a lungul mai multor ani și în consecință , programul poartă amprenta unor îmbunătățiri gândite și

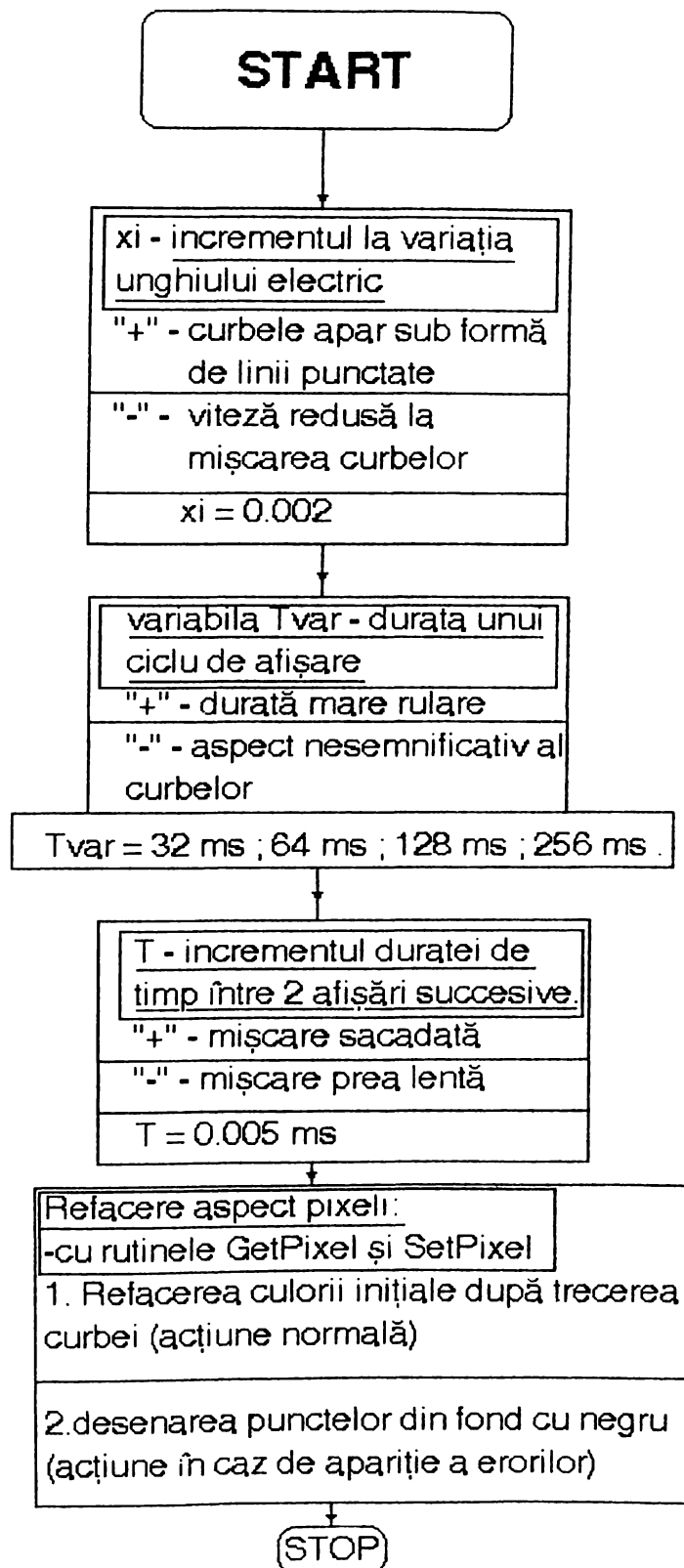
testate cu multă atenție . Față de cele arătate în legătură cu programul , mai trebuie amintit că numărul de linii de program se ridică la 980 , fără a considera rutinele grafice folosite , care au fost scrise în totalitate de subsemnatul și pe care le-am bibliotecat într-o bibliotecă statică , pentru o mai mare eficiență a folosirii lor . Fiind linkeditate dintr-o bibliotecă statică, ele vor fi încărcate numai în măsura în care sunt folosite de către programul principal . Cu aceste rutine grafice , volumul total al programului ajunge la peste 7000 de instrucțiuni . În acest mod am reușit să implementez , printr-un algoritm de programare propriu , scrierea în mod grafic de dimensiuni variabile și la orice înclinație și afișarea figurilor geometrice de bază simple și compuse la o viteză adecvată situației de față .

O problemă foarte dificilă din punctul de vedere al programării a fost asigurarea clarității imaginii în urma mișcării curbelor de inducție . Am recurs la variabile de memorie de mari dimensiuni care au înregistrat toate coordonatele și caracteristicile de culoare ale pixelilor de pe ecran și cu ajutorul lor am reușit să refac structura inițială , dinaintea afișării unui anumit segment de curbă , fără perturbarea restului imaginii . Este vorba de fapt de gestionarea a milioane de pixeli , care trebuie să fie cât mai perfectă posibil .

O altă problemă importantă se referă la obținerea unei viteze cât mai mari pentru efectuarea calculelor și afișarea punctelor care compun imaginea pe ecran . Practic , fiecare punct de pe ecran este calculat precis înainte de a fi afișat . Prin reglaje de finețe la nivelul variabilelor de ciclare și a dimensionării bufferelor de memorie , prin economisirea resurselor microprocesorului pe baza eliminării cu discernământ a calculelor inutile , am reușit să confer părții de afișare a datelor de către programul demo un aspect cât mai real , adaptat scopului programului .

Modulul de calcul C nu mai prezintă probleme deosebite , fiind de fapt o regrupare a celorlalte module din lucrare , realizată în scopul înlănțuirii automate a simulării domeniilor de lucru menționate .

SCHEMA OPTIMIZĂRILOR NECESARE PENTRU IMAGINI ÎN MIȘCARE



Lista culorilor utilizate pentru a fișarea
curbelor inducției:

B_g , B_1 , B_2

În cadrul programului DEMO, a fișarea
pe ecran se face pe fond negru și culorile
pentru inducție sunt următoarele:

B_1 - roșu

B_2 - bleu închis

B_g - albastru deschis

Diagramele listate pe hârtie în prezenta
lucrării au fost listate în video invers din
punct de vedere al culorilor, aici fondul negru
al ecranului nu este avantajos și am ales
fondul alb. Pe video invers, culorile curbelor
pe hârtie sunt:

B_1 - albastru deschis

B_2 - galben-verzui

B_g - roșu.

Diagramele menționate sunt incluse în
Capitolul 5, începând cu pag. 92.

CAPITOLUL 4

DATE PRIVIND PROIECTAREA MAȘINII ASINCRONE DE MARE

PUTERE ȘI FUNDAMENTAREA DATELOR DE INTRARE ALE

PROGRAMULUI DEMO

4.1. Calcularea unor date suplimentare referitoare la parametrii nominali ai mașinii asincrone

În procesul de analiză a câmpului magnetic din întrefierul mașinii asincrone , este obligatorie obținerea unor informații cât mai detaliate , de natură constructivă .

De multe ori , aceste date sunt inaccesibile , din motive legate de imposibilitatea unor măsurători directe asupra mașinii asincrone analizate . De aceea este necesară stabilirea unei soluții alternative în legătură cu determinarea acestor date . Anexa 1 cuprinde indexul trimiterilor bibliografice pentru capitolul curent . Prin A1.N se înțelege de exemplu Anexa 1 , trimiterea N .În A1.1 , se dau metodologii și exemple de proiectare a mașinii asincrone și voi exemplifica pe un caz concret etapele care trebuie urmate pentru a obține unele mărimi fizice legate de mașina asincronă .

4.1.1. Precizarea tipului de mașină asincronă și a unora din datele cunoscute în prealabil

Pentru concretizare , vom studia o mașină de tipul MAS TIS 1750 / 420-14-2-1 . Numărul creșturilor din rotor este 140 ; la condiții grele de pornire , conform recomandărilor din literatura de specialitate , $Z_2 < Z_1$ și $Z_1 = 168$. datele mașinii asincrone respective sunt :

$$P_n = 900 \text{ Kw}$$

$$U_n = 6000 \text{ V}$$

$$f_1 = 50 \text{ Hz}$$

$$m_1 = 3$$

$$n_1 = 428 \text{ rot / min. (p=7)}$$

Construcție : Rotor în colivie , cu bare înalte dreptunghiulare și creștături statorice deschise ;

$$M_m/M_n = 2.66 ; M_p/M_n = 0.64 ; I_p/I_n = 5.38$$

Conexiunea fazelor înfășurării statorice : stea (Y)

-Determinarea efectivă a mărimilor constructive:

Numărul de perechi de poli :

$$p = 60 \cdot f_1 / n_1 = 60 \cdot 50 / 428 \cong 7 .$$

Puterea aparentă nominală :

Conform STAS , la $P_n = 900$ kW și $p = 7$:

$$\eta_n = 0.94 ,$$

$$\cos \varphi_n = 0.83 ,$$

$$S_n = \frac{P_n}{\eta_n \cdot \cos \varphi_n} = \frac{900}{0.94 \times 0.83} = 1153.55 \text{ kVA} .$$

Tensiunea electromotoare pe fază : reprezintă o cotă parte a tensiunii la borne și se poate exprima sub forma $U_{e1} = k_e \cdot U_1$. Conform A1.2 , k_e se alege din diagramă , în funcție de numărul de poli p al mașinii . Din interpretarea datelor din diagramă , prin interpolare , rezultă la $P_n > 900$ kW și $p = 7$, $k_e = 0.947$.

$$\text{Deci } U_{e1} = k_e \cdot U_1 = k_e \cdot \frac{U_n}{\sqrt{3}} = 0.947 \cdot \frac{6000}{\sqrt{3}} = 3280 \text{ V} .$$

Puterea aparentă interioară se calculează cu relația cunoscută:

$$S_i = k_e \cdot S_n = 0.947 \cdot 1153.55 = 1092.41 \text{ kVA}$$

Curentul nominal pe fază pentru conexiunea y este :

$$I_{1n} = \frac{S_n}{\sqrt{3} \cdot U_n} = \frac{1153.55 \cdot 10^3}{\sqrt{3} \cdot 6000} = 111 \text{ A} .$$

Factorul de formă k_f și coeficientul de acoperire ideală a pasului polar α_i :

Conform A1.3 , factorul de saturație $k_{sd} \in [1.2 \div 1.35]$, iar conform paragrafului 2.1 , pct.6 , factorul de saturație $k_{sd} = 1.2$ permite obținerea unui factor de putere corect și pentru varianta cu

rotorul în scurtcircuit . Din curbele de variație ale factorului de formă k_f și α_i din [4] , fig.1.7 , pag. 20 , se obține pentru $k_{sd} = 1.2$:

$$k_f = 1.045 ,$$

$$\alpha_i = 0.69 ;$$

de obicei , însă , pentru reducerea consumului de material , valoarea coeficientului k_{sd} trebuie să se situeze în a 2 - a jumătate a intervalului [1.2 ... 1.35] .

Calculul dimensiunilor principale

Diametrul interior al statorului (orientativ) :

După graficul $D = f(S, p)$ din A1.4, rezultă $D = 125$ cm .

În plus față de cele calculate , pentru realizarea unui coeficient de siguranță mai bun din punct de vedere al rezistenței la solicitările mecanice , termice și nu în ultimul rând pentru obținerea unui cuplu mecanic mai mare , s-a adoptat un diametru interior al statorului de 127 cm .

Diametrul exterior preliminar al statorului mașinii asincrone este dat de relația (1.22) din A1.5 , Diametrul D_e rezultă :

$$D_e = k_d \cdot D$$

Din A1.6 , se obține $k_d = 1.32$

$$D_e = k_d \cdot D = 1.32 \cdot 127 = 167.64 \text{ cm}$$

Pentru că normalizarea se face din 5 în 5 cm , s-a ales $D_e = 170$ cm .

Pasul polar care corespunde diametrului D este :

$$\tau = \frac{\pi \cdot D}{2p} = \frac{\pi \cdot 127}{14} = 28.5 \text{ cm} .$$

Solicitările electromagnetice

în A1.7, se prezintă curbele A și B_δ în funcție de τ și p; de aici rezultă , pentru mașina considerată ,

$$A = 475 \text{ A / cm} = 475 \cdot 10^2 \text{ A / m} ,$$

$$B_\delta = 0.81 \text{ T} .$$

Lungimea ideală a mașinii asincrone este dată de relația din A1.8:

$$l_i = \frac{60 \cdot S_i}{k_f \cdot k_w \cdot \alpha_i \cdot \pi^2 \cdot D^2 \cdot n_1 \cdot A \cdot B_\delta}$$

unde :

k_w - factor de înfășurare fără înclinarea creștăturilor.

În A1.9 , se fac următoarele precizări :

-pentru armonica fundamentală ,

$$k_w = \frac{\sin\left(\frac{q\alpha}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right)} \cdot \sin\left(90^\circ \cdot \frac{y_1}{y_\tau}\right)$$

q - numărul de creștături pe pol și fază

$\alpha = \frac{p \cdot 360}{Z} [^\circ \text{el}]$ - unghiul de defazaj dintre două creștături vecine , în grade electrice

$Z = 2pmq$ - numărul de creștături ale statorului

$y_1 = \frac{Z}{2p} - \varepsilon$ - pasul principal al înfășurării , în creștături

$y_\tau = mq$ - pasul diametral a înfășurării . De obicei , valoarea relativă a

pasului principal se adoptă $\beta_y = \frac{y_1}{y_\tau} = \frac{5}{6}$, ceea ce înseamnă o scurtare

normală a pasului principal de $\frac{1}{6}$ din cel diametral (pentru

diminuarea atât a armonicilor de ordinul 5 , și a celei de ordinul 7 ; armonica 3 este eliminată prin însăși particularitățile sistemului trifazat) .

Notă. În calculele din prezentul paragraf , pentru justificarea alegerii lui k_w , mă găsesc în situația de a prelimina valoarea Z (numărul de creștături statorice). Dar ceea ce se calculează aici reprezintă o simulare parțială a calculelor de proiectare , pentru **validarea** unor mărimi fizice ale mașinii asincrone reale , care nu figurează în datele existente în documentații și nici nu pot fi obținute , fiind vorba de o serie scurtă de mașini asincrone particulare , aproape cu regim de unicate , construite prin anii ' 70 . În aceste condiții , se justifică metodologia utilizată .

Vom avea deci :

$$q = \frac{Z}{2pm} = \frac{168}{2 \cdot 7 \cdot 3} = 4$$

$$\alpha = p \cdot \frac{360}{Z} = \frac{7 \cdot 360}{168} = 15^\circ$$

$$\frac{y_1}{y_\tau} \approx \frac{5}{6}$$

$$\Rightarrow k_w = \frac{\sin\left(\frac{4 \cdot 15}{2}\right)}{4 \cdot \sin\left(\frac{15}{2}\right)} \cdot \sin\left(\frac{5}{6} \cdot 90^\circ\right) = 0.925$$

La A1.10, se subliniază că : " Pentru mașinile închise , B_δ se ia mai mic cu cca 10 % iar A mai mic cu cca 12 % . "

Ținând cont de problemele de răcire ale mașinii asincrone , care lucrează în mediu exploziv , deci este ermetic închisă și se încadrează în condițiile de la paragraful precedent , rezultă astfel :

$$B_\delta = 0.8 - 10 \% \times 0.8 = 0.729 \text{ T}$$

$$A = 475 \times 10^2 - 12 \% \times 475 \times 10^2 = 418 \times 10^2 \text{ A / m .}$$

$$\Rightarrow l_i = \frac{60 \cdot 1092.41 \cdot 10^3}{1.045 \cdot 0.925 \cdot 0.69 \cdot \pi^2 \cdot 1.27^2 \cdot 428 \cdot 418 \cdot 10^2 \cdot 0.729} = 0.473 \text{ m .}$$

Pentru diametrul D (pasul polar τ) și lungimea ideală l_i adoptate , raportul $\lambda = l_i / \tau$ este

$$\lambda = \frac{l_i}{\tau} = \frac{47.3}{28.5} = 1.66 \text{ .}$$

Această valoare se încadrează în domeniul considerat normal ($\lambda = 1.25 \div 2.5$) și o apreciez ca fiind potrivită , având în vedere că mașina are $p = 7$.

Determinarea valorii întrefierului

Din A1.11, rezultă pentru $2p = 14$ și $D = 127 \text{ cm}$ o valoare a lățimii întrefierului : $\delta \approx 1.5 \text{ mm}$.

S-a ales valoarea mărită $\delta = 2 \text{ mm}$ întrucât mașina este prevăzută pentru a fi montată în condiții dificile de șantier și posibilitățile de precizie a reglajului și aliniere (centrarea rotorului) sunt mai reduse . Mașina are un singur lagăr propriu , cel de-al doilea fiind comun cu

compresorul de gaz pe care-l antrenează și fiind montat pe acesta din urmă . Fiabilitatea mai ridicată a avut prioritate în comparație cu factorul de putere înrăutățit pe care-l provoacă un întrefier mare.

lungimea geometrică :

În A1.12 , se recomandă ca lungimea unui pachet de tole să fie de 4 – 6 cm . Ținând cont că $l_i = 47.3$ cm , rezultă necesitatea de a se stabili $n_v = 10$ canale de ventilație , cu lățimea $b_v = 10$ mm .

Din A1.13 , în funcție de b_v și δ , avem :

$$b_v = 10 \text{ mm}$$

$$\delta = 2 \text{ mm}$$

$$b'_v = 0.7 \text{ cm}$$

și prin urmare lungimea geometrică a mașinii este:

$$l_g = l_i + n_v \cdot b'_v = 47.3 + 10 \cdot 0.7 = 54.3 \text{ cm}$$

Înfășurarea și creșturile statorului

Fiind o mașină de tensiune mai înaltă, înfășurarea statorului va fi cu bobine prefabricate . Conform A1.14 , *“izolația creșturii (a conductorului față de masă) este constituită de însăși izolația bobinei, care are o grosime de 1.5 – 2 mm unilateral ; acest lucru îi conferă bobinei rigiditate mecanică , din care cauză înfășurarea se mai numește și cu secții rigide sau prefabricate “* .

Se aleg:

-grosimea izolației : 2 mm ;

-material : mică .

Conform recomandărilor din literatură (A1.15 , pentru $p=7$, am adoptat $q_1 = 4$, pentru care numărul de creșturi din stator rezultă :

$$Z_1 = 2pmq_1 \rightarrow 14 \cdot 3 \cdot 4 = 168 \text{ creșturi .}$$

Pasul dentar corespunzător este

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D}{Z_1} \text{ [cm]} \quad t_1 = \frac{\pi \cdot 127}{168} = 2.37$$

care se încadrează între limitele obișnuite :

$$0.05 \tau = 1.425 \text{ și } 0.2 \tau = 5.7$$

Pentru diminuarea armonicilor $v = 5$, $v = 7$, obișnuit ,

$$y_1 = \frac{5}{6} \cdot y_\tau = 10 \text{ creșturi}$$

Numărul de conductoare efective dintr-o creștătură :

Numărul de spire pe fază este :

$$w_1 = \frac{k_e \cdot U_1}{4k_f \cdot f_1 \cdot k_{w1} \cdot \Phi}, \text{ unde:}$$

$$\Phi = \alpha_i \cdot \tau \cdot l_i \cdot B_\delta = 0.69 \cdot 0.285 \cdot 0.473 \cdot 0.729 = 0.0678 \text{ Wb},$$

$$w_1 = \frac{0.947 \cdot 3464}{4 \cdot 1.045 \cdot 50 \cdot 0.925 \cdot 0.0678} = 250.27 \text{ spire}$$

considerând o singură cale de curent ($a_1 = 1$),

$$n_{cl} = \frac{2m_1 \cdot a_1 \cdot w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 1 \cdot 250.27}{168} = 8.93$$

se adoptă $n_{cl} = 9$ conductoare.

Pentru n_{cl} adoptat , numărul de spire statoric devine

$$w_1 = \frac{Z_1 \cdot n_{cl}}{2 \cdot m_1 \cdot a_1} = \frac{168 \cdot 9}{2 \cdot 3 \cdot 1} = 252 \text{ spire}, \text{ pentru care pătura de curent}$$

este

$$A = \frac{n_{cl} \cdot I_n}{a_1 \cdot t_1} = \frac{9 \cdot 127}{1 \cdot 2.37} = 482 \text{ A / cm}$$

- fluxul magnetic , în acest caz , este:

$$\Phi = \frac{k_e \cdot U_1}{4k_f \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot k_{w1}} = \frac{0.947 \cdot 3464}{4 \cdot 1.045 \cdot 50 \cdot 252 \cdot 0.925} = 0.0673 \text{ Wb};$$

inducția magnetică B_δ rezultă

$$B_\delta = \frac{\Phi}{\alpha_i \cdot \tau \cdot l_i} = \frac{0.0673}{0.69 \cdot 0.285 \cdot 0.473} = 0.723 \text{ T}, \text{ valori apropiate de}$$

cele admise preliminar . În continuare se vor avea în vedere ultimele valori stabilite pentru A, Φ, B_δ .

Înfășurarea rotorică

Înfășurarea rotorică se execută sub forma de înfășurare în colivie , cu bare de Cu , în construcție sudată (rotorul prezintă canale radiale de ventilație) .

Numărul de creștături din rotor s-a ales 140 creștături , având în vedere recomandarea (A1.16 - cazul unor condiții de pornire grele). Rezultă că pasul dentar t_2 este :

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_r}{Z_2} = \frac{\pi \cdot 126.6}{140} = 2.84 \text{ cm} .$$

Rezultă că tensiunea electromotoare indusă într-o bară rotorică este

$$E_2 = U_{20} = \frac{k_e \cdot U_1}{2w_1 \cdot k_{w1}} = \frac{0.947 \cdot 3464}{2 \cdot 252 \cdot 0.925} = 7.036 \text{ V} ,$$

iar curentul prin bară (de fază) este

$$I_2 = k_i \cdot \frac{2m_1 \cdot w_1 \cdot k_{w1}}{Z_2} \cdot I_{1n} = 0.875 \cdot \frac{2 \cdot 3 \cdot 252 \cdot 0.925}{140} \cdot 110 = 961.537 \text{ A} .$$

k_i - este factorul care ține cont de influența curentului de magnetizare al mașinii , datorită căruia solenaițiile rotorică și statorică nu sunt egale ; se adoptă $k_i = 0.875$ (La A1.17, se dă diagrama lui k_i în funcție de $\cos(\varphi)$; la $\cos(\varphi) = 0.83 \Rightarrow k_i = 0.875$).

Curentul în inelul de scurtcircuitare al coliviei se determină cu relația (conform A1.18)

$$I_i = \frac{I_2}{2 \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Z_2}\right)} = \frac{961.537}{2 \sin\left(\frac{\pi \cdot 7}{140}\right)} = 3073.3 \text{ A} .$$

Utilizarea curbei de magnetizare a miezului statoric al mașinii asincrone

Mașina studiată ($P = 900 \text{ kW}$, $U_1 = 6000 \text{ V}$) are miezul format din segmente de tablă silicioasă , conform A1.19 , este vorba despre tablă silicioasă laminată la cald E22 de 0.5 mm grosime . Mașina asincronă este proiectată în urmă cu peste 30 de ani și a folosit acest material .

Conform caracteristicii de magnetizare a tablei E22 (A1.20) , există următoarea corelație , care a fost determinată experimental :

H [A / CM] (X)	B [T] (Y)
1	0.7
3	1.0
5	1.2
10	1.4
15	1.45
20	1.5
30	1.55
40	1.6
60	1.65
80	1.7
100	1.8
200	1.9
300	2.0
350	2.05
400	2.07
500	2.14
600	2.15
700	2.18
800	2.2

pag. 73

Pentru perechile de valori de mai sus corespunde funcția logaritmică de interpolare [alfa], menționată :

$$y = a + b \cdot \ln(x) \quad (4.1)$$

unde x corespunde lui H , iar y corespunde lui B .

$$a = 0.6628360744$$

$$b = 0.2538853348$$

$$r = 0.9690264422 \quad (\text{coeficientul de corelație})$$

Valorile au fost calculate conform metodologiei expuse la începutul capitolului 3 .

Cu această funcție se pot calcula valorile lui B în funcție de H , în fiecare punct luat în considerare , din miezul statoric de sub circumferința întrefierului . Neglijând grosimea δ , întrefierul se aproximează cu o suprafață cilindrică , dar se admite aproximația de a calcula și reprezenta grafic doar suita de fenomene care au loc pe o secțiune circulară oarecare , perpendiculară pe generatoarea cilindrului , punctele care se găsesc pe aceeași generatoare considerându-se echivalente.

Calculul efectiv al inducției , în ipoteza existenței fenomenului de saturație a miezului

Problema saturației miezului magnetic se pune în special în cazul funcționării la suprasarcină , când creșterea curentului de fază în înfășurări atrage după sine creșterea valorii inducției , peste pragul de saturație a miezului magnetic (1.4 - 1.5 T) . În capitolul 3 , paragrafele 3.1. - 3.2 , s-au formulat principiile de calcul a influenței saturației . Într-un caz real , lui H_{δ} îi corespunde un H_{miez} , cu ajutorul căruia se poate calcula inducția B căutată , din miez , care va fi afectat de fenomenul de saturație . Pentru început , am obținut tabelul de variație $\mu, H_{\text{miez}}, H_{\delta}$, pe baza funcțiilor găsite în capitolul 3 , paragraful 3.1 :

μ II	H_{miez} [A/m]	H_{δ} [A/m]
0.007	100	557042
0.0033	300	787817
$2.4 \cdot 10^{-3}$	500	954929
$1.4 \cdot 10^{-3}$	1000	1114085
$9.66 \cdot 10^{-4}$	1500	1153078
$7.5 \cdot 10^{-4}$	2000	1193662
$5.166 \cdot 10^{-4}$	3000	1233292
$4 \cdot 10^{-4}$	4000	1273240
$2.75 \cdot 10^{-4}$	6000	1313028
$2.125 \cdot 10^{-4}$	8000	1352817
$1.8 \cdot 10^{-4}$	10000	1432395
$9.5 \cdot 10^{-5}$	20000	1511972
$6.66 \cdot 10^{-5}$	30000	1589958
$5.857 \cdot 10^{-5}$	35000	1631299
$5.175 \cdot 10^{-5}$	40000	1647254
$4.28 \cdot 10^{-5}$	50000	1702958
$3.583 \cdot 10^{-5}$	60000	1710757
$3.114 \cdot 10^{-5}$	70000	1734630
$2.75 \cdot 10^{-5}$	80000	1750705
$2.23 \cdot 10^{-5}$	100000	1774578
$1.215 \cdot 10^{-5}$	200000	1933733

$8.6 \cdot 10^{-6}$	300000	2053099
$7 \cdot 10^{-6}$	400000	2228169
$6 \cdot 10^{-6}$	500000	2387324
$5.33 \cdot 10^{-6}$	600000	2544888
$4.857 \cdot 10^{-6}$	700000	2705555
$4.5 \cdot 10^{-6}$	800000	2864789
$4.22 \cdot 10^{-6}$	900000	3022353
$4 \cdot 10^{-6}$	1000000	3183099
$3.43 \cdot 10^{-6}$	1400000	3821311
$3.11 \cdot 10^{-6}$	1800000	4454747

- Pe baza corelației de mai sus , determinăm funcția $\mathbf{H}_{miez} = f(\mathbf{H}_\delta)$ [A / cm] , de forma :

$$y=f(x) \quad [\text{beta}] \quad (4.2)$$

Așa cum s-a arătat la începutul capitolului 3 , cu formulele de acolo se calculează coeficienții:

$$a = 1.522674783 \cdot 10^{-34}$$

$$b = 5.836306603$$

$$c = 0.9678458792$$

$$y = a \cdot x^b$$

Considerăm că până la $B_\delta = 1.4$ T saturația este aproape insesizabilă , ținând cont de curbele de magnetizare a tablei silicioase și de principiul de funcționare conform căruia , la regimul nominal , mașina este slab saturată . În programul DEMO am implementat următorul algoritm : dacă B este mai mare de 1.4 T , se calculează $\mathbf{H}_\delta = \frac{\mathbf{B}}{\mu_0}$; \mathbf{H}_δ astfel calculat

se introduce în funcția putere [beta] , de unde rezultă H_{miez} . La rândul lui , H_{miez} se introduce în funcția exponențială [alfa] , care va da noul B , inducția influențată de saturația miezului .

Rezultatul grafic prezintă o aplatizare a vîrfurilor curbei inducției pe circumferința întrefierului , vizibilă în special la regimuri de supraîncărcare ale mașinii asincrone .

4.2.Calculul efectiv al câmpului magnetic din întrefier pentru mașina asincronă considerată

4.2.1.Recapitularea datelor principale ale mașinii asincrone studiate

<u>MĂRIMEA FIZICĂ</u>	<u>VALOAREA</u>
Capitolul 1 -tip	IN 7015
-clasa de izolație	B
-grupa de protecție	normală
-motor	IPW 44
-nr.de capete scoase	1
-forma cap arbore	cu flanșă
-nr.de borne scoase pentru înfășurarea statorică	3
-sensul , văzut dinspre cuplaj	spre stânga
-puterea activă nominală	900 kW
-cos(fi) nominal	0.83
-curentul nominal de fază , I1n	110 A
-tensiune de alimentare nominală de fază , U1	6000 V
-curentul de fază nominal de mers în gol I10n.....	42.3 A
-alunecarea nominală , sn	0.011
-randamentul	0.94
-raportul dintre cuplul critic Mm și cuplul nominal Mn ...	2.66
-rezistența pe fază a statorului , R1	0.472 Ohm
-turația nominală n	428 rot / min
-numărul de faze m1	3
-valoarea întrefierului , δ	2 mm
-conexiunea înfășurării statorice	stea

În procesul de pregătire al programului pe calculator CP4, care implementează algoritmul bazat pe diagrama cercului pentru determinarea lui $\cos(\varphi_1)$ și a P , Q , $Q_{\text{compensație}}$, etc., am mai calculat mărimile:

$$S_m = 0.0563 ; \quad X_{\sigma_1} + X_{\sigma_2} = 7.857\Omega ; \quad \text{diam.cercului} = 441 \text{ A} ; \\ I_{10a} = 2.24 \text{ A} ; I_{10r} = 42.24 \text{ A} ; \cos(\varphi_{10}) = 0.206 ; \\ \sin(\varphi_{10}) = 0.978$$

$$Q_0 = 3 \cdot I_{10}^2 \cdot (X_1 + X_m) = 3 \cdot I_{10}^2 \cdot X_e$$

$$X_e = X_{\sigma_1} + X_m = \frac{Q_0}{3 \cdot I_{10}^2} = \frac{\sqrt{3} \cdot U_1 \cdot I_{10} \cdot \sin(\varphi_{10})}{3 \cdot I_{10}} = 81.778\Omega \quad (4.3)$$

$$Q_{mg} = 3 \cdot X_e \cdot I_{10}^2 = 438715.306 \text{ W} - \text{puterea reactivă consumată pentru magnetizare} ; \quad (4.4)$$

$$\sqrt{3} \cdot U_1 \cdot I_{10} = \sqrt{P_0^2 + 9 \cdot (I_{10}^2 \cdot X_e)^2}$$

$$3 \cdot U_1^2 \cdot I_{10}^2 = P_0^2 + 9 \cdot I_{10}^4 \cdot X_e^2$$

$$X_e^2 = \frac{U_1^2}{3 \cdot I_{10}^2} - \frac{P_0^2}{9 \cdot I_{10}^4}$$

$$X_e = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{\frac{U_1^2}{I_{10}^2} - \frac{P_0^2}{3 \cdot I_{10}^4}} = 81.548 \Omega \quad (4.5)$$

-altă metodă :

$$X_m = \frac{U_{1f}}{I_{10f}} = \frac{6000}{42.3\sqrt{3}} = 81.89\Omega \quad (4.6.)$$

4.3.Factorii de bobinaj ai înfășurării statorice

Așa cum voi arăta în paginile următoare, armonicile superioare ale inducției au valoarea zero sau o valoare redusă, prin însăși structura lor, pentru că, în practică se iau o serie de măsuri constructive menite să contracareze și să elimine aceste armonici. În funcție de deschiderea bobinelor, la diferite armonici corespunde fiecăreia un factor de bobinaj diferit.

Pentru început, pe baza formulelor prezentate anterior, am calculat factorul de repartizare și factorul de scurtare pentru diversele armonici. În realitate, cu cât crește ordinul armonicii, cu atât aceasta prezintă o amplitudine mai redusă, devenind

neglijabilă de la ordinul 19 în sus . Se prezintă mai jos o parte din tabelul aferent factorului de repartizare calculat astfel:

q	$k_q^{(1)}$	$k_q^{(3)}$	$k_q^{(5)}$	$k_q^{(7)}$	$k_q^{(11)}$	$k_q^{(13)}$	$k_q^{(17)}$	$k_q^{(19)}$
4	0.957662	0.653281	0.205335	-0.157559	-0.126078	0.126078	0.157559	-0.205334

Pentru factorul de scurtare , am obținut următoarele rezultate (cu x_s s-a notat scurtarea) :

$\frac{x_s}{\tau}$	$k_s^{(1)}$	$k_s^{(3)}$	$k_s^{(5)}$	$k_s^{(7)}$	$k_s^{(11)}$	$k_s^{(13)}$	$k_s^{(17)}$	$k_s^{(19)}$
0.16	0.968583	0.728968	0.309017	-0.187381	-0.929776	-0.992114	-0.425779	0.062790
0.18	0.960293	0.661311	0.156434	-0.397147	-0.999506	-0.860742	0.094107	0.612906

Deși armonicile superioare nu vor fi luate în considerație , să urmărim modul în care sunt influențate în condițiile concrete , de numărul de creștături pe fază și de factorul de scurtare:

Pentru mașina asincronă pe care o studiem , avem :

$$q=4 \quad , \quad \frac{x_s}{\tau} = \frac{2}{12} = 0.167 \approx 0.17 ;$$

Extragem din formula inducției grupul de factori :

$$\frac{k_q \cdot k_{sv}}{v} ; \text{ Inversul lui , respectiv } \frac{v}{k_q \cdot k_{sv}} \text{ ne reprezintă de}$$

câte ori este mai mică amplitudinea maximă a armonicii v decât armonica fundamentală . Obținem succesiv , pentru diferitele armonici :

Armonica 3 va fi de $3 / (0.653 \times 0.7) = 6.6$ ori mai mică decât armonica fundamentală .

Armonica 5 va fi de $5 / (0.205 \times 0.225) = 108$ ori mai mică decât armonica fundamentală .

Armonica 7 : $7 / (0.157 \times 0.27) = 165$ ori .

Armonica 9 : se anulează .

Armonica 11 : $11 / (0.126 \times 0.95) = 92$ ori .

Armonica 13 : $13 / (0.126 \times 0.93) = 111$ ori .

Armonica 17 : $17 / (0.157 \times 0.255) = 424$ ori .

Armonica 19 : $19 / (0.205 \times 0.340) = 272$ ori .

Este evident că pentru armonicile celelalte inducția maximă are valori și mai mici.

4.4.Factorul lui Carter

- Factorul lui Carter permite calculul întrefierului "echivalent" δ' , datorită prezenței creștăturilor și geometriei acestora . Rezultă astfel un întrefier de calcul ,

$$\delta' = k_c \delta . \text{ (conform A1.21)}$$

unde

$$k_c = \frac{\tau_c}{\tau_c - \gamma \delta} ,$$

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

notațiile celelalte având semnificația :

τ_c – pasul creștăturilor;

b_c – deschiderea creștăturilor;

conform A1.22 , $b_{c1} = 0.5 \cdot t_1 \approx 11 \text{ mm}$

$b_{c2} = 5.5 \text{ mm}$

În cazul studiat , se obține:

$\gamma_1 = 2.88$; $k_{c1} = 1.321$; $\gamma_2 = 0.976$; $k_{c2} = 1.074$;

$$k_c = k_{c1} \times k_{c2} = 1.419$$

4.5.Câmpul magnetic statoric

Recapitulând , amplitudinea armonicii fundamentale a inducției pentru o fază statorică are forma:

$$B_m = \frac{2\mu_0 w_1 k_q^{(1)} k_s^{(1)} I \sqrt{2}}{\pi p \delta} \quad (4.7)$$

Pentru început , vom calcula inducția corespunzătoare unei faze din jugul statoric în regim nominal de funcționare al motorului .

Pentru a putea efectua calculul , vom identifica pe rând toate mărimile fizice care compun formula de mai sus .

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$$

$$W_1 = 252 \text{ spire / fază}$$

-pentru factorul de distribuție , există 12 creștături pe pol , deci 4 creștături pe fază , la armonica nr.1 , deci $k_q = 0.957$.

-pentru factorul de scurtare , avem pasul bobinei de 1-10 , pasul polar corespunzător la 12 creștături , $s=12-10=2$, $s/\tau = 2/12 = 0.166 \approx 0.17$, $k_s = 0.964$

$$I = I_n = 110 \text{ A}$$

$$p = 7 \text{ poli}$$

$$\delta = 2 \cdot 10^{-3} \text{ m.}$$

$$\text{Se obține așadar , } B_m = 2.066 \text{ T.}$$

Pe baza valorii anterioare , se stabilește amplitudinea inducției rezultante :

$$B_1 = 3 / 2 \times B_m = 1.5 \times 2.066 = 3.1 \text{ T.} \quad (4.8)$$

Această inducție reprezintă componenta câmpului magnetic învârtitor creat de fazele statorice . După cum se poate remarca , inducția obținută are valori care depășesc cu mult recomandările pentru inducția rezultantă a statorului , care sunt sub 2 T . Pentru a finaliza calculul , se aplică valorii găsite pentru B două transformări obligatorii :

1. Calcularea efectului de saturație în miezul feromagnetic conform curbei de magnetizare a materialului

$$H_{\delta s} = \frac{B}{\mu_0} = \frac{3.1}{4\pi \cdot 10^{-7}} = 2466901.618 \text{ A/m}$$

Introducând în funcția (beta) ,

$$H_{\text{miez}_S} = 1.522674783 \cdot 10^{-34} \cdot 2466901.618^{5.836306603} = 3084.36 \text{ A/m}$$

valoarea găsită se introduce în funcția (alfa),

$$B_{\text{miez}_S} = 0.6628360744 + 0.2538853348 \cdot \ln(3084.360177) = 2.70257 \text{ T}$$

2. Înlocuirea întrefierului normal δ cu unul echivalent $\delta' = k_c \cdot \delta$.

pentru evidențierea efectului creștăturilor asupra întrefierului

$k_c = 1.419$ și reprezintă factorul lui Carter , calculat anterior .

Rezultă inducția câmpului magnetic învârtitor creat de stator :

$$B = \frac{2.70257}{1.419} = 1.9 \text{ T.}$$

4.6.Calculul datelor de intrare pentru programul DEMO

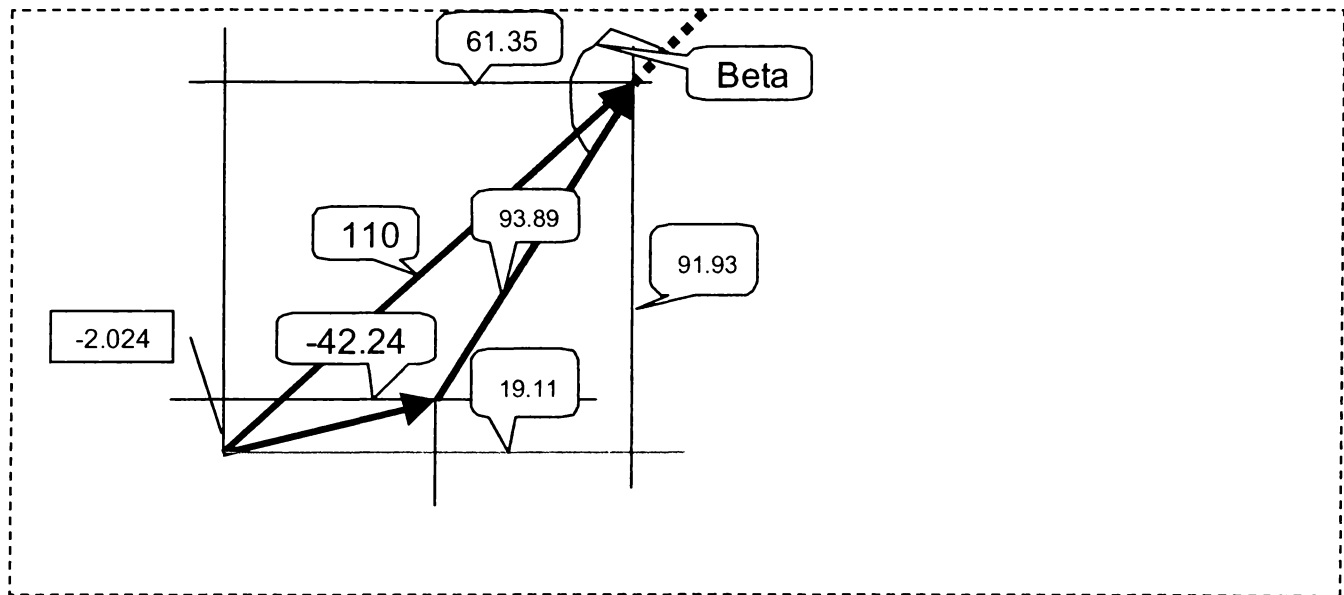


fig.4.8

În ceea ce privește defazajul β dintre curentul I_2' rotoric și curentul statoric I_1 , acesta se deduce din schema ce urmează:

Această schemă redă o parte din construcția diagramei cercului. Cu linii negre s-au figurat $I_0, I_1, -I_2'$, iar liniile gri sunt linii ajutătoare pentru stabilirea coordonatelor. Linia punctată reprezintă prelungirea lui I_1 de așa natură, încât să se poată evidenția unghiul de defazaj **beta** dintre cei doi curenți.

Se obține :

$$\varphi_1 = 0.5916$$

$$\varphi_2 = 0.204992083$$

$$\varphi_{12} = 0.3866 = 22.151 \text{ grade}$$

$$\beta = \varphi_{12} + \pi$$

În mod similar, se vor determina valorile lui β în toate cazurile care vor fi studiate.

Pentru eficientizarea activității de pregătire a datelor , am recurs la programul BETA descris în Capitolul 3 , care a dat rezultatele sintetizate în tabelul următor:

	Regim nominal	Regim de mers în gol	Subîncărcare	Supraîncărcare
I1	110 A	42.3 A	75 A	150 A
B1 real	1.9 T	0.73 T	1.295 T	2.59 T
B2 real	1.5767 T	0	0.9457 T	2.2499 T
BETA	201.82 °	257 °	213.7 °	195.38 °
ALFA	0.38086	1.344	0.588	0.268
B delta (în întrefier)	0.73 T	0.73 T	0.73 T	0.73 T

Unghiul ALFA , calculat în radiani , a fost evidențiat întrucât programul DEMO folosește acest unghi în locul lui DELTA (Delta =ALFA + PI , PI= 3.1415926) , Delta se calculează în program pe baza lui ALFA .

Cu metodele prezentate se poate trece acum la calculul și reprezentarea grafică a câmpului magnetic din întrefierul mașinii asincrone , cu ajutorul programului DEMO .

4.7.Determinarea experimentală a inducției în întrefierul mașinii asincrone

În ideea de a confirma încă o dată valabilitatea afirmațiilor din paragrafele precedente , am utilizat o metodă practică de măsurare a inducției în întrefier . Pentru că mașina folosită în exemplul concret de mai sus nu a fost disponibilă pentru demontare și modificare am recurs la o metodă de simulare pe un motor obișnuit , care a fost disponibil pentru acest experiment .

Întrucât inducția este o mărime care nu se poate măsura direct, se va folosi o metodă care folosește efectele sale . În cazul mașinii asincrone , câmpul magnetic din întrefier are caracter învârtitor , deci el va fi variabil în timp în raport cu un punct fix din întrefier . Această variație în timp poate fi evidențiată prin intermediul efectului Hall sau prin intermediul legii inducției electromagnetice . Utilizarea efectului Hall presupune instalarea unei sonde Hall în întrefier . Există motoare prevăzute din fabricație cu sondă Hall . Metoda sondei Hall este larg utilizată în prezent și este bine cunoscută . Există anumite complicații care apar în legătură cu efectului Hall : pe lângă tensiunea care apare la bornele sondei , mai are loc și efectul magnetorezistiv , care

duce la modificarea rezistenței ei interne . Fenomenele care apar au o structură complicată și necesită o tratare specială . Utilizarea efectului Hall este adecvată și se pretează la construirea de aparate de sine stătătoare , unde amplasarea și utilizarea sondei au fost judicios studiate și proiectate .

Un potențial deosebit prin simplitatea metodei , îl prezintă aplicarea legii inducției electromagnetice . Principial , este vorba de introducerea unei sonde în întrefierul mașinii . Sonda se prezintă sub forma unei bobine , care are planul perpendicular pe direcția inducției în întrefier . B fiind variabil , conform legii inducției electromagnetice , la bornele bobinei va apare o tensiune măsurabilă . Această tensiune se poate măsura prin mijloace clasice , cu aparate de măsură obișnuite , caz în care obținem o valoare efectivă , care ne poate oferi informații asupra valorii maxime absolute a acestei tensiuni , cu o anumită aproximație , dată de alura reală a curbei .

Pentru a se utiliza la maximum avantajele acestei metode , este recomandabil să se conecteze bornele de ieșire ale sondei la intrarea unui osciloscop . Aceasta permite evidențierea exactă a tuturor parametrilor de evoluție ai curbei tensiunii electromotoare induse , care așa cum se va arăta mai jos , este proporțională cu B .

Sonda de tensiune trebuie să îndeplinească trei condiții pentru a furniza rezultate cât mai precise:

- a) Pe toată suprafața închisă de curba spirelor să avem practic aceeași inducție .
- b) Să fie dimensionată , din punctul de vedere al grosimii spirelor , având în vedere restricțiile impuse de micimea întrefierului și geometria creșturilor .
- c) Să aibă dimensiuni încât tensiunea indusă în bobina sondei (proporțională cu suprafața acoperită de sondă) să rezulte semnificativă . Valorile relativ ridicate ale tensiunii permit aparaturii de măsurare o izolare mai bună a valorilor utile în raport cu “zgomotul de fond” .

Pentru a se putea îndeplini concomitent cât mai complet cele trei deziderate menționate , se va alege următoarea configurație :

-traseul sondei : prin adâncitura aferentă a două creșturi consecutive , în jurul unui dinte .

-grosimea sondei : o singură spirală din sârmă de bobinaj cât mai subțire , care poate fi fixată de rășina din creștură , prin intermediul unei benzi adezive , de asemenea de grosime cât mai mică .

-lungimea sondei : este egală cu lungimea statorului (a unui dinte) —este lungimea maximă posibilă .

Probleme constructive:

Este necesar să se practice două orificii în unul din cele două capace laterale , pentru a scoate din carcasă cele două capete izolate ale spirei , care vor fi racordate la osciloscop.

Din punct de vedere fenomenologic , vom avea următoarea schemă :

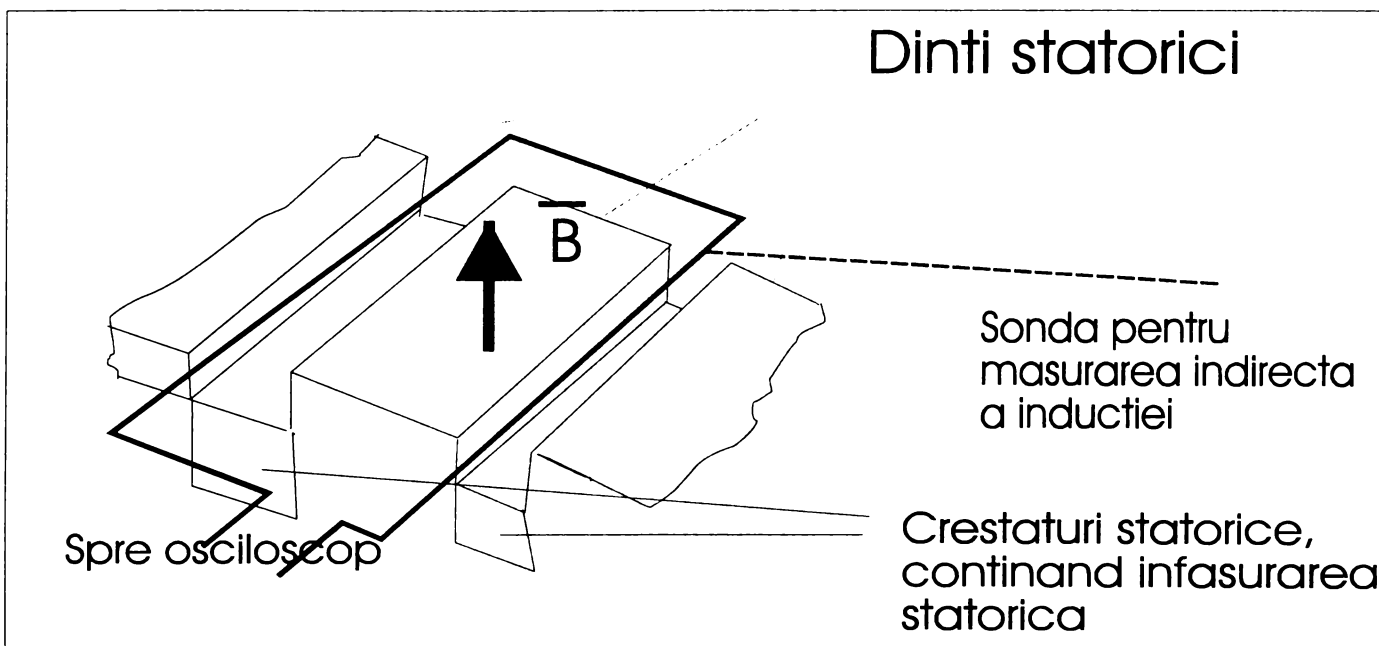


fig.4.7.1

Aplicând Legea inducției electromagnetice pentru corpuri în repaus , avem:

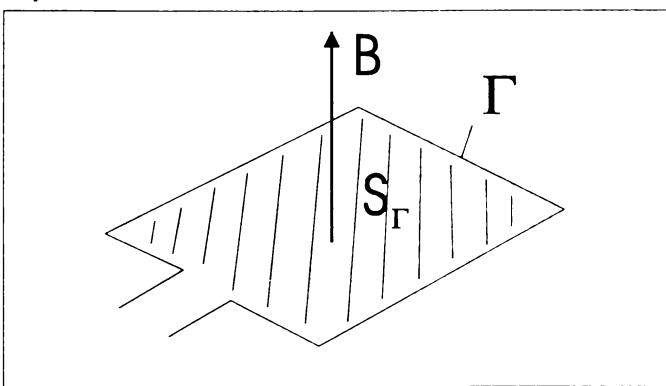


fig.4.7.2

$$\int_r \bar{E}.d\bar{l} = - \int_{S_r} \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} .d\bar{s}$$

sau : $u_e = - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} . \int_{S_r} d\bar{s} = - \frac{\partial \bar{B}}{\partial t} . S$, unde S este suprafața curbei S_r .

Introducem în relația de mai sus expresia lui B și numărul

de spire N și obținem: $u_e = -\frac{\partial \overline{B}}{\partial t} \cdot S = -\overline{\omega}_1 \cdot B_{\max} \cdot N \cdot \cos(\overline{\omega}t)$

$$B_{\max} \cdot \cos(\overline{\omega}t) = -\frac{u_e}{\overline{\omega}_1 \cdot N}$$

În cazul de față , B este tocmai inducția

$$B = -\frac{u_e}{\overline{\omega}_1 \cdot N}$$

câmpului magnetic rezultat din întrefier . N reprezintă numărul de spire al sondei .

Din relația de mai sus deducem că există o proporționalitate directă între B și u_e , așa încât măsurarea efectuată are un grad ridicat de fidelitate în ceea ce privește descrierea fenomenului real .

Întrucât încercarea mașinii asincrone de 900 kW nu am putut să o execut , am efectuat încercări privind un motor de 1.5 kW

Metoda de măsurare bazată pe principiul inducției electromagnetice , a fost aplicată pentru determinarea câmpului magnetic din întrefierul unei mașini asincrone cu următorii parametri de fabricație :

- Tip motor : YP TAM 100_28_6 trifazat
- conexiune Δ / Y 220 / 380 V 7,2 / 6,17 A
- $n=930$ rot./min , $f=50$ Hz , $\cos(\phi_n)=0.73$
- $P=1.5$ kW , masa=22.5 kg
 - lungime stator:113 mm
 - diametru interior 105 mm
 - $I_0 = 3.1$ A
 - numar de crestaturi statorice:36
 - $I_p/I_n=5.5$

Pentru instalarea sondei , am extras capacele laterale ale motorului și rotorul . Am instalat o spiră din sârmă de bobinaj cu diametrul de 0.2 mm , în jurul unui dinte statoric , în spațiul creștăturii. Spira este dreptunghiulară , cu dimensiunile de 0.113 x 0.01 m După montarea întregului ansamblu am conectat firele de măsurare la intrarea unui osciloscop . Pentru obținerea unei reprezentări de bună calitate , am calibrat osciloscopul la 0.1 V / diviziune și la baza de timp de 1 ms . Imaginea obținută are următoarea alură:

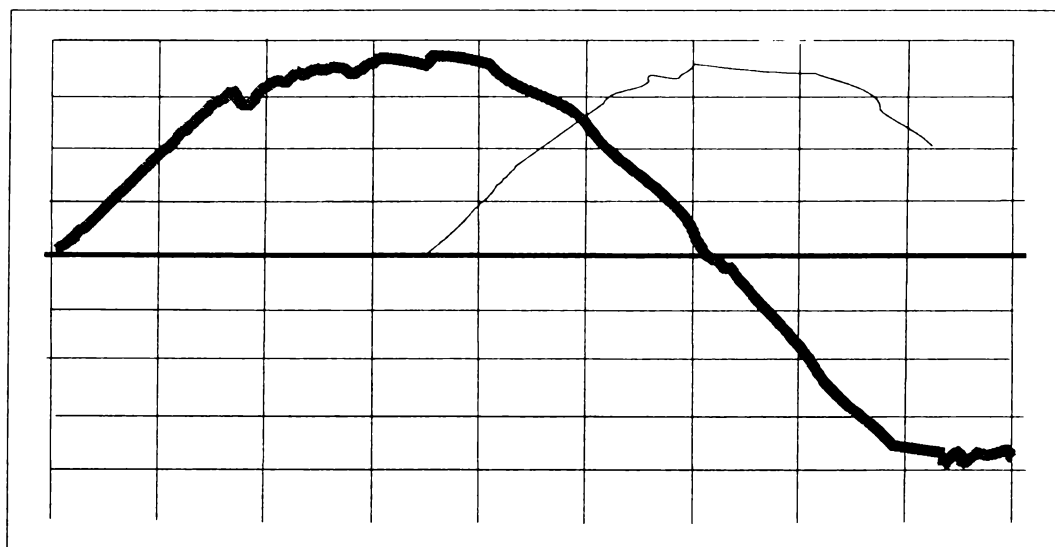


fig.4.7.3

La mărirea sarcinii , nu se modifică amplitudinea tensiunii induse și se observă o deplasare foarte mică a curbei pe ecran .

Interpretând rezultatele obținute , vom ajunge la următoarele valori:

$$u_{\text{emax}} = 0.35 \text{ V}$$

$$\text{perioada tensiunii} = 15 \text{ ms}$$

Se remarcă ondulațiile prezente spre vârful sinusoidei , care vor fi interpretate ca armonici de dinți . Efectuând calculele conform Legii inducției , vom deduce valoarea maximă a inducției în întrefierul mașinii:

$$u_{\text{el}} = -\frac{d\Phi}{dt} N = -\omega \Phi_m \cdot N \cdot \cos(\omega t)$$

$$u_{\text{el}} = -\omega \int_{\Sigma} B \cdot ds \cdot \cos(\omega t)$$

$$t = 0 \Rightarrow U = -\omega \cdot B \cdot L \cdot l$$

$$B_{\delta} = U / (-\omega \cdot L \cdot l) = 0.35 \times 1.5 / 2 / (-314 \times 0.113 \times 0.01) = 0.75 \text{ T}$$

Pentru a 2 – a metodă de calcul a inducției B_m , vom folosi formula (4.7) care utilizează w_1 și I .

Avem așadar ,

$$B_m = \frac{2\mu_0 \cdot w_1 \cdot k_q^{(1)} \cdot k_s^{(1)} \cdot I \cdot \sqrt{2}}{\pi p \delta}$$

$$W_1 = \frac{36 \text{ crestaturi} \times 18 \text{ cond./crest}}{2 \times 3 \text{ faze} \times l_{\text{cale_de_curent}}} = 108 \text{ spire / faza}$$

$$s/\tau = 0.104, \Rightarrow k_s^{(1)} = 0.987$$

$$k_q^{(1)} = 0.95$$

$$I = 6.17 \text{ A}$$

$$p = 3$$

$$\delta = 5 \cdot 10^{-4} \text{ m}$$

$$B_m = 0.471 \text{ T}$$

$$B_\delta = B_m \times \frac{3}{2} = 0.706 \text{ T}$$

Încercarea motorului s-a făcut la mersul în gol . În aceste condiții , inducția câmpului statoric are o valoare aproximativ egală cu inducția rezultantă din întrefierul mașinii .

Se remarcă o diferență de 5 % față de valoarea amplitudinii inducției calculată din măsurarea cu ajutorul sondei de inducție.

Rezultatele acestei încercări , evident , nu pot fi extrapolate pentru o mașină de 900 kW ; ele dau , totuși , o imagine calitativă a măsurii în care concluziile teoretice pot fi validate . Rezultatele pe care le-am obținut (diferența de 5% față de $3/2 B_m$ calculată pentru această mașină arată însă că , într-adevăr , eroarea între amplitudinea inducției magnetice măsurate și cea determinată experimental este redusă , încadrându-se în gama de erori admisibilă $\epsilon < 10 \%$) .

CAPITOLUL 5

ANALIZA APLICĂRII PROGRAMELOR DE CALCUL PROPUSE, ÎN VEDEREA VIZUALIZĂRII CÂMPULUI MAGNETIC DIN ÎNTREFIER

5.1. Prezentarea succintă a programelor COSFI și BETA

Programul COSFI : așa cum am arătat în Capitolul 3 , Programul a fost gândit și realizat de subsemnatul în ideea de a rezolva o problemă practică , referitoare la calculul lui $\cos(\varphi)$ pentru una , sau mai multe mașini asincrone de la o stație de comprimare a gazelor naturale . Pe ecran apar următoarele rezultate:

- curentul de fază pentru alimentarea mașinii ;
- puterea activă și reactivă consumată pentru fiecare mașină în parte ,
- $\cos(\varphi)$ pentru fiecare mașină în parte , de asemenea puterea totală activă și reactivă pe stație , $\cos(\varphi)$ rezultat fără compensare ,
- puterea reactivă necesară pentru compensare prin cuplarea bateriilor de condensatoare pentru atingerea lui $\cos(\varphi) = 0.92$ (neutral) .

Pentru mașina asincronă de 900 kW analizată în lucrare , cu ajutorul programului COSFI s-au calculat mărimile corespunzătoare încărcării maxime :

$$I_{1m} = 350 \text{ A ;}$$

$$\cos(\varphi_m) = 0.651 ;$$

$$P_m = 2.368 \cdot 10^6 \text{ W}$$

Față de puterea nominală , capacitatea de supraîncărcare k_m rezultă :

$$k_m = \frac{2.368 \cdot 10^6}{900000} = 2.63 .$$

Asemenea date au permis verificarea oportunității și corectitudinii folosirii diagramei cercului la determinarea lui $\cos(\varphi)$, iar rezultatele și formulele folosite au ajutat la elaborarea programului BETA .

Programul **BETA** - preia algoritmul de calcul al lui $\cos(\varphi)$ din programul COSFI . Dacă programul COSFI era legat de exploatarea mașinilor asincrone de 900 kW dintr-o stație de comprimare a gazelor , programul BETA pregătește datele pentru programul DEMO , care va reprezenta grafic inducția din întrefier .

Ca date variabile de intrare , programul BETA solicită numai valoarea curentului de fază statoric I_1 . Pe baza inducției B_{1n} (inducția câmpului magnetic rotativ creat de înfășurarea trifazată statorică în regim de functionare nominal) , se calculează aceeași inducție pentru $I_1 \neq I_{1n}$, de asemenea se calculează poziția vârfului lui I_1 pe diagrama cercului (X_c , Y_c) , se calculează unghiul de defazaj φ .

Se calculează apoi componentele pe axe ale lui I_2' și unghiul β dintre axa Oy și $-I_2'$. Pe baza unghiurilor β și β_2 se calculează unghiul de defazaj beta dintre inducțiile rezultante ale câmpului magnetic învârtitor statoric și rotoric . Prin compunerea vectorială a celor două mărimi , se poate obține inducția rezultantă din întrefier , B_s .

Având B_1 și B_s date , se calculează apoi B_2 , ținând bineînțeles cont și de mărimea unghiului beta .

În cadrul paragrafului 4.6 au fost prezentate rezultatele obținute cu ajutorul programului BETA în vederea pregătirii datelor de intrare pentru programul DEMO

5.2.Utilizarea programului DEMO

În continuare , sunt incluse imagini edificatoare captate în timpul funcționării programului . Cele 12 diagrame care urmează prezintă repartiția câmpului magnetic de-a lungul celor șapte perechi de poli . Cercul de culoare verde și desenat cu linie mai groasă reprezintă zona întrefierului mașinii . Zona rotorului este interiorul cercului , iar exteriorul cercului reprezintă zona statorului . Pe două axe perpendiculare s-au marcat valorile inducției exprimate în Tesla . Valorile negative semnifică sensul invers al vectorului în raport cu sensul convențional ales , în cazul nostru dinspre rotor spre stator . Pe periferia diagramei polare , s-au notat unghiurile în grade , între 0 și 350 , iar 360 se suprapune peste 0 .

Pentru reprezentare , s-a recurs la următoarea succesiune de culori:

- albastru - inducția câmpului statoric;
- galben - inducția câmpului rotoric;
- roșu - inducția câmpului rezultat al mașinii

Pentru regimul de mers în gol , curba câmpului rotoric se confundă practic cu întrefierul , având amplitudinea de valoare neglijabilă (practic există) . Câmpul statoric reprezintă , cu suficientă precizie , câmpul rezultat al mașinii .

Regimul de încărcare reprezentat în diagramă , prezintă toate cele trei curbe (inducția statorică , rotorică și rezultantă) . La un regim cu încărcare redusă , se remarcă , de asemenea , o amplitudine mai mică a inducțiilor B_1 și B_2 , în raport cu cele de la regimul nominal .

Având în vedere că în realitate există multe situații în care întrefierul nu mai are o lățime constantă , am inclus și două situații de acest gen, cu devieri ale axei rotorice de 1 mm , respectiv de 1.5 mm în cazul al doilea . Mașinile studiate , au un singur lagăr propriu pentru rotor , al doilea lagăr este al compresorului antrenat de mașina asincronă .

Există o mare probabilitate ca să existe descentrări ale rotorului , cu atât mai mult cu cât centrarea s-a făcut la fața locului în condiții de șantier, cu metode existente la data construcției . Devierile luate în calcul ale rotorului au fost constatate cu ocazia reviziilor , la una din mașini , mai precis s-a semnalat o abatere de 1.5 mm . S-au reprezentat grafic câteva situații distincte, în intenția de a testa veridicitatea datelor obținute din teren , prin simularea efectului pe care-l produce modificarea întrefierului asupra spectrului câmpului magnetic aferent .

Programul DEMO , pe baza valorii maxime a abaterii de la lățimea întrefierului , determină pe toată circumferința întrefierului valoarea reală a lui δ în fiecare punct . În funcție de întrefierul real ,programul calculează corecțiile la amplitudinea inducției care a fost introdusă cu datele de intrare ale programului .

Forma curbelor albastre și galbene în acest caz este puternic influențată de variația dimensiunii întrefierului . Amplitudinile inducțiilor B_1 și B_2 sunt invers proporționale cu valoarea lui δ .

Amplitudinea câmpului rezultat din mașină este influențată într-o măsură mai redusă de variația valorii întrefierului pe periferia mașinii. Câmpul rezultat B_3 se obține în program prin compunerea vectorială a câmpurilor B_1 și B_2 , așa cum se consideră că se produce fenomenul real .

În cazul diferenței maxime de 1.5 mm , apare , cum era și normal , o influență și mai puternică asupra câmpurilor componente din mașină . Se observă apariția unui dezechilibru la nivelul inducțiilor .

În concluzie , este posibil ca descentrarea medie a întrefierului semnalată la una din mașini să nu fie de 1.5 mm , ci de aprox. 1 mm , ceea ce în condițiile de teren , la o mașină asincronă de asemenea dimensiuni , este mai dificil de sesizat (iluminarea slabă în hala mașinilor, acces mai dificil la mașina cu capacul demontat , aparatură de măsură de precizie limitată a deplasărilor în întrefier) . De asemenea , în afara unor fenomene acustice la pornire , mașina funcționează normal , deci nu s-a ajuns la dezechilibre , cum ar sugera diagrama pentru descentrarea maximă de 1.5 mm .

pag. 91

Se poate remarca prezența armonicelor de dinți și influența saturației miezului pentru inducții mai mari de 1.4 – 1.5 T .

REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)

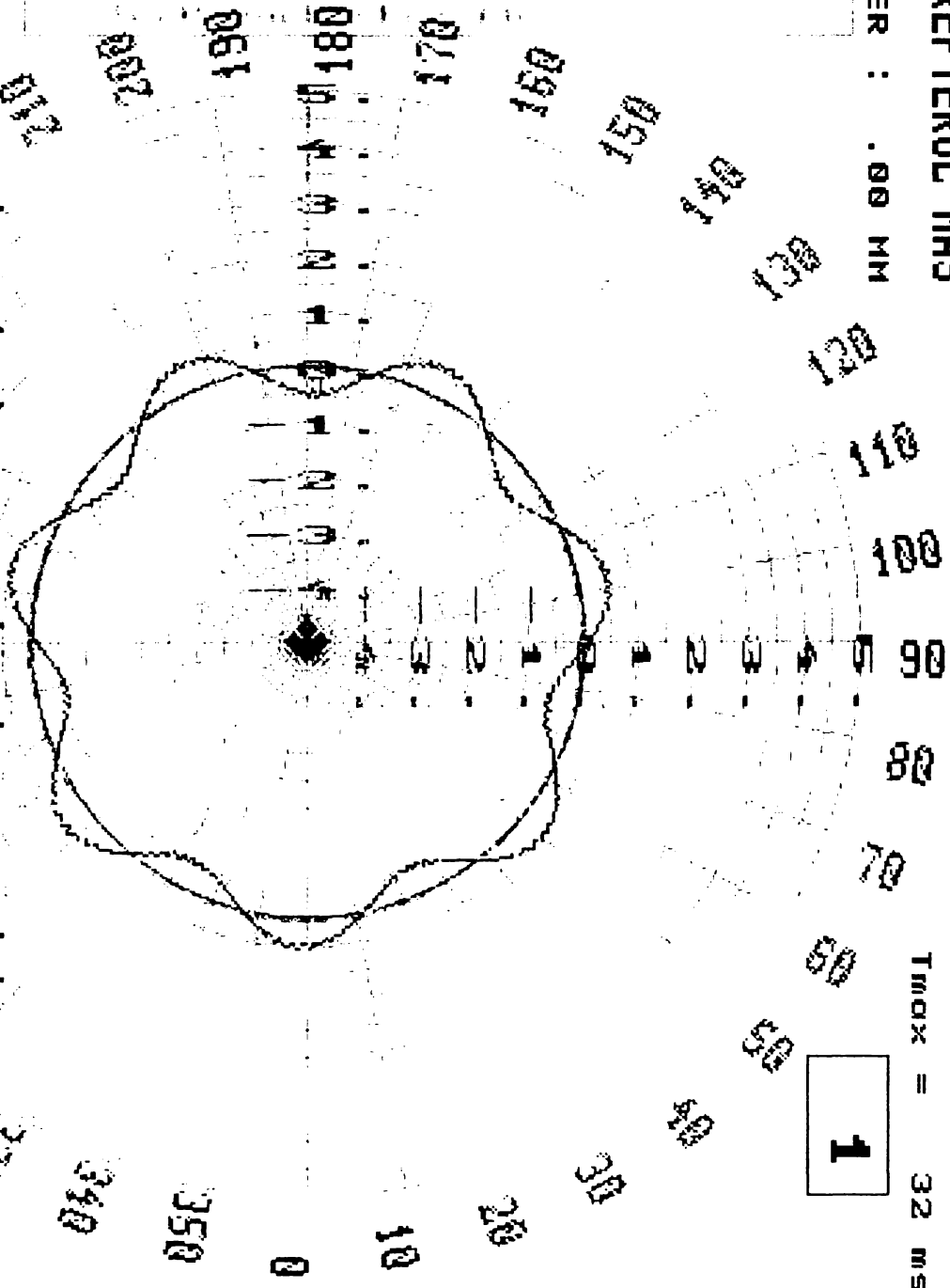
INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : .00 MM

T = 20 ms
Tmax = 32 ms

1

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1 MM
6. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1.5 MM
7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
8. R.N.2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
9. R.N.2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAINC.(150 A)
- B. REG. DE SUPRAINC.+ DEV.I. 1 MM
- C. REG.SUPR.+DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule = s-a tinut seama de:

- Armatia a 3-0 a inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 257.0 grade

PROGRAM DEMONSTRATIV v7.00

- Ins. HORIA TODAN -

2002

Diagrama pentru funcționarea în gol în regim simetric se prezintă sub forma unei suprapuneri între inducția albastră statorică și cea roșie , care figurează inducția magnetică în întrefier . Pentru că inducția rezultantă a fost trasată ultima de către program , așa cum era și logic să se procedeze , culoarea albastră nici nu se mai vede , fiind acoperită de cea roșie .

Este de remarcat că inducția rotorică există , dar fiind de valoare foarte mică , ceea ce ar trebui să fie sinusoida inducției rotorice , figurată cu verde , se suprapune în diagramă cu cercul care figurează pe ecran zona de întrefier și care din această cauză a devenit verde la culoare .

Inducția din întrefier prezintă valoarea maximă sub 1 T , (mai precis 0.73 T) așa cum se poate observa și din diagramă , câmpul păstrând o alură sinusoidală pe toată plaja de variație a unghiului electric .

Trebuie menționat că diagrama de față și toată suita de diagrame care vor fi prezentate în continuare au fost obținute cu programul DEMO , care a avut predefinit în acest caz setul de date de intrare pentru mașina asincronă de 900 kW .

Așa cum se precizează pe diagramă și cum a reieșit din calcule , defazajul β dintre \overline{B}_1 și \overline{B}_2 are valoarea de 257° , valoare existentă și în tabelul de la pagina 82 .

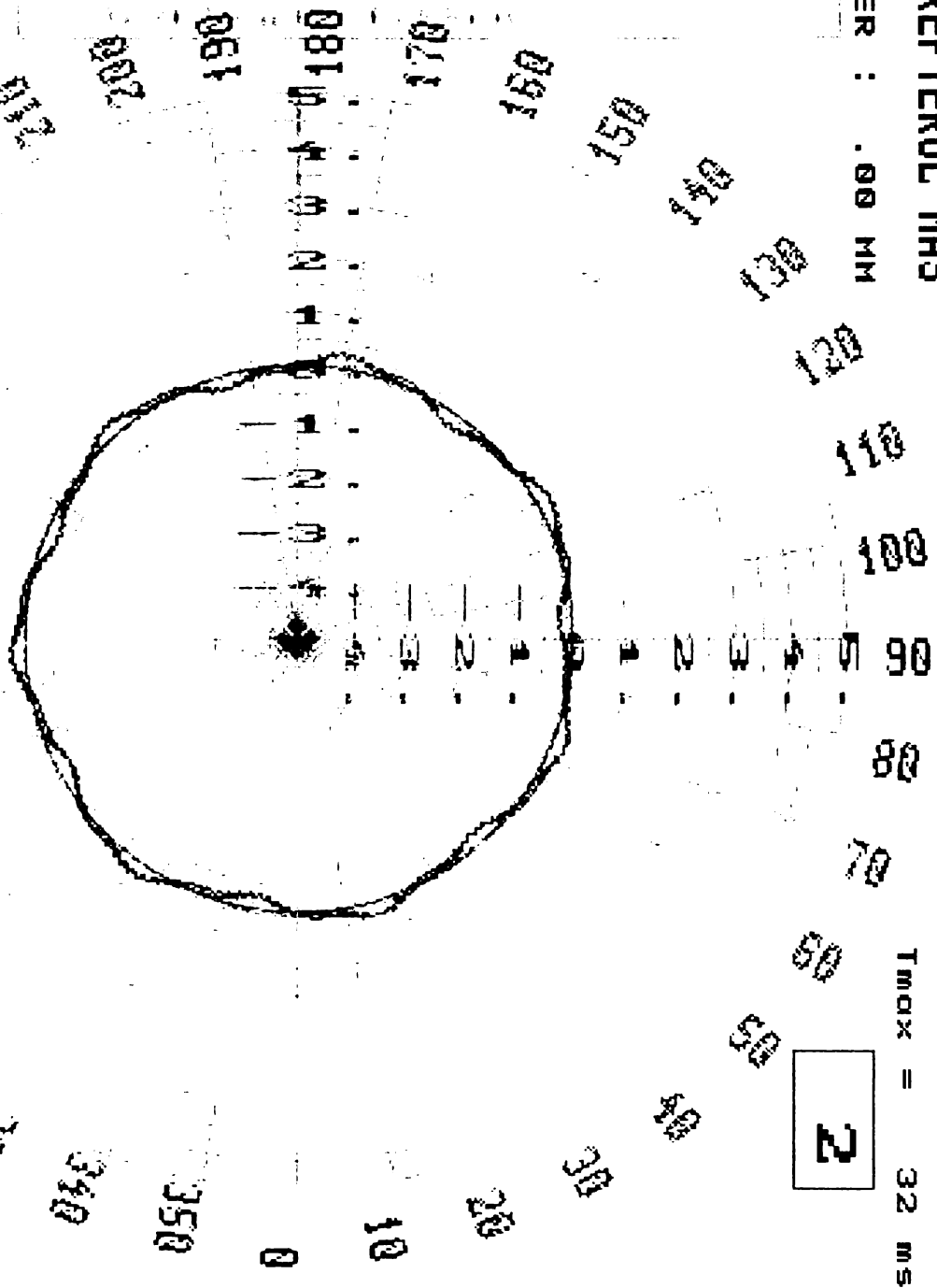
REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE

INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : .00 MM

T = 14 ms
Tmax = 32 ms

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1 MM
6. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1.5 MM
7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
8. R.N.2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
9. R.N.2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAIN. (150 A)
- B. REG. DE SUPRAIN.+ DEV. I. 1 MM
- C. REG. SUPR.+DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule = s-a tinut seama de:

- Armanica a 3-a a inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 257.0 grade
PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00 - Ins. HORIA TODAN - 2002

Diagrama pentru funcționarea în gol în două faze

Diagrama are anumite elemente comune cu diagrama nr.1 , în sensul că există în continuare o suprapunere între inducția statorului și inducția rezultantă din întrefier .

În raport cu situația din cazul alimentării în trifazat , se constată o deformare destul de sensibilă a curbei de repartiție B , care se depărtează destul de mult față de sinusoidă . Aceasta se datorează lipsei uneia din cele trei componente trifazate pe partea de alimentare .

Un alt factor care contribuie la deformarea curbei inducției în acest caz al funcționării în două faze este apariția armonicilor a 3-a în curba inducției , care prezintă un efect pronunțat de deformare .

O altă consecință a alimentării în două faze este dublarea caracterului de câmp magnetic rotativ caracteristic mersului în trei faze cu caracterul de câmp magnetic pulsator . Acest aspect nu se vede în diagramă , fenomenul devine vizibil atunci când programul DEMO rulează efectiv pe calculator și curbele evoluează pe ecran . Pe lângă rotirea propriu - zisă , mai are loc și o deformare a sinusoidelor , care evoluează pulsator , din combinarea celor două mișcări rezultând o viteză de rotație variabilă .

Inducția din rotor continuă să aibă valori reduse , care nu permit ca ea să iasă în evidență pe această diagramă. Dacă motorul este în sarcină , se dublează pierderile în bobinaj .

REG. DE SUBINCARCARE (75 A)

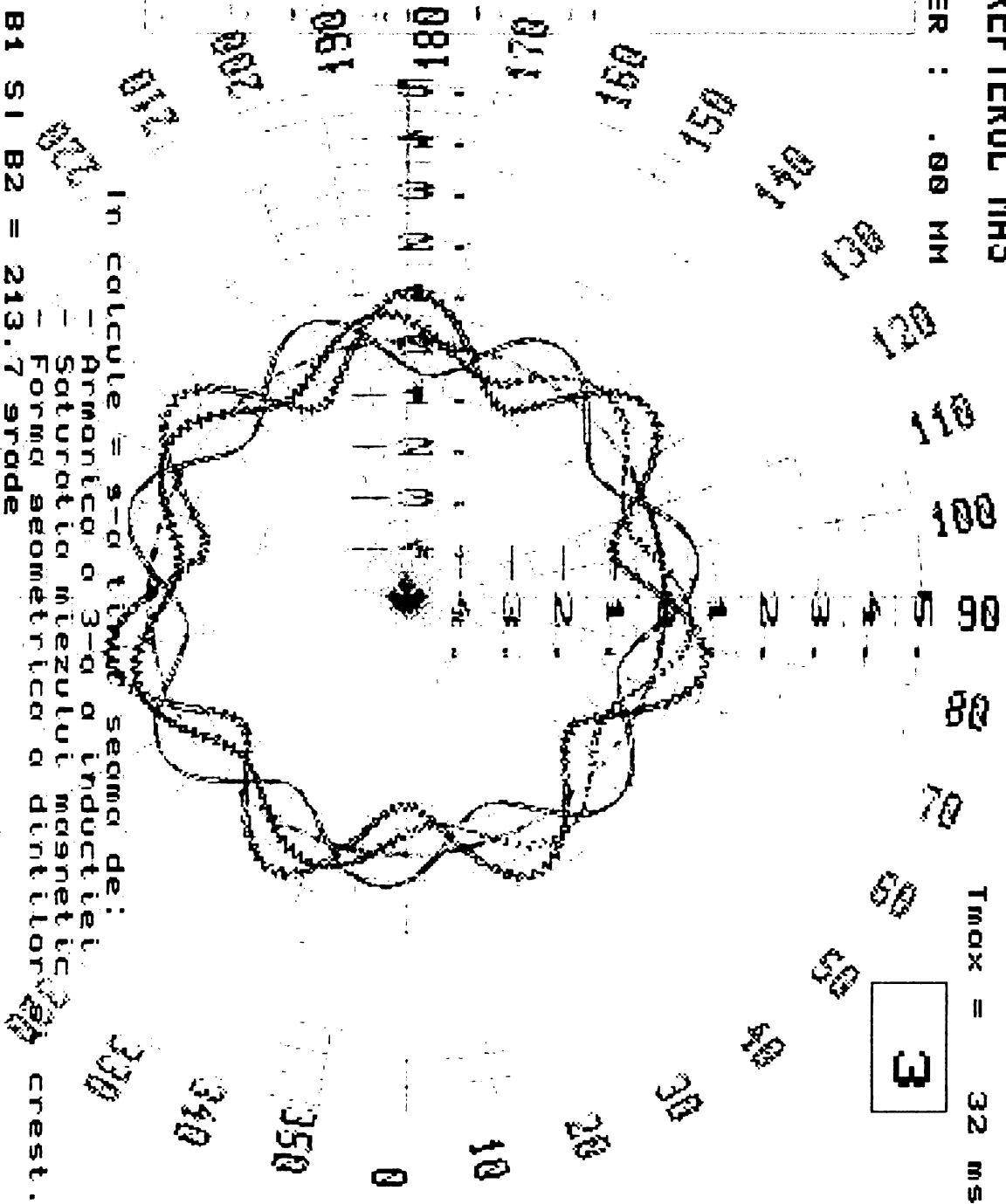
INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : .00 MM

T = 10 ms
Tmax = 32 ms

3

- 1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
- 2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
- 3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
- 4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
- 5. REG.NOM.CU DEV.INTREF. 1 MM
- 6. REG.NOM.CU DEV.INTREF. 1.5 MM
- 7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
- 8. R.N.2 FAZE + AB.INTREFIER 1 MM
- 9. R.N.2 FAZE + AB.INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAINCC.(150 A)
- B. REG. DE SUPRAINCC.+ DEV.I. 1 MM
- C. REG.SUPR.+DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule = a-a tunde seama de:

- Armatia a 3-a a inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma geometrica a dintelor crest.

DEFAZAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 213.7 grade
PROGRAM DEMONSTRATIV v7.00 - Ins.HORIA TODAN - 2002

Diagrama pentru regim simetric , mașina este subîncărcată
($I_1 = 75 \text{ A}$, față de $I_{1n} = 110 \text{ A}$)

Primele remarci care trebuie făcute sunt că de astă dată cele trei curbe pentru B_1 , B_2 , și B_δ apar în mod distinct , de asemenea unghiul β s-a modificat la $\beta = 213.7^\circ$.

Inducțiile B_1 și B_2 au crescut în amplitudine față de situațiile anterioare , dar inducția B_δ a câmpului magnetic rezultat a rămas constantă , nefiind afectată prin creșterea încărcării mașinii .

Ceea ce începe să se observe din ce în ce mai bine , pe măsură ce apar diagrame care surprind funcționarea mașinii la încărcări diferite de mersul în gol , este prezența armonicilor de dinți .

Pe curba albastră , care repet , reprezintă inducția generată de înfășurarea statorică , apar în mod vizibil deja în acest caz , curbele mai mici în amplitudine și de frecvență mai mare , care modulează amplitudinea lui $\overline{B_1}$ și care sunt armonicile de dinți pentru stator . Bineînțeles , efectul lor se face vizibil și asupra inducției B_δ .

REGIMUL NOMINAL (110 A)

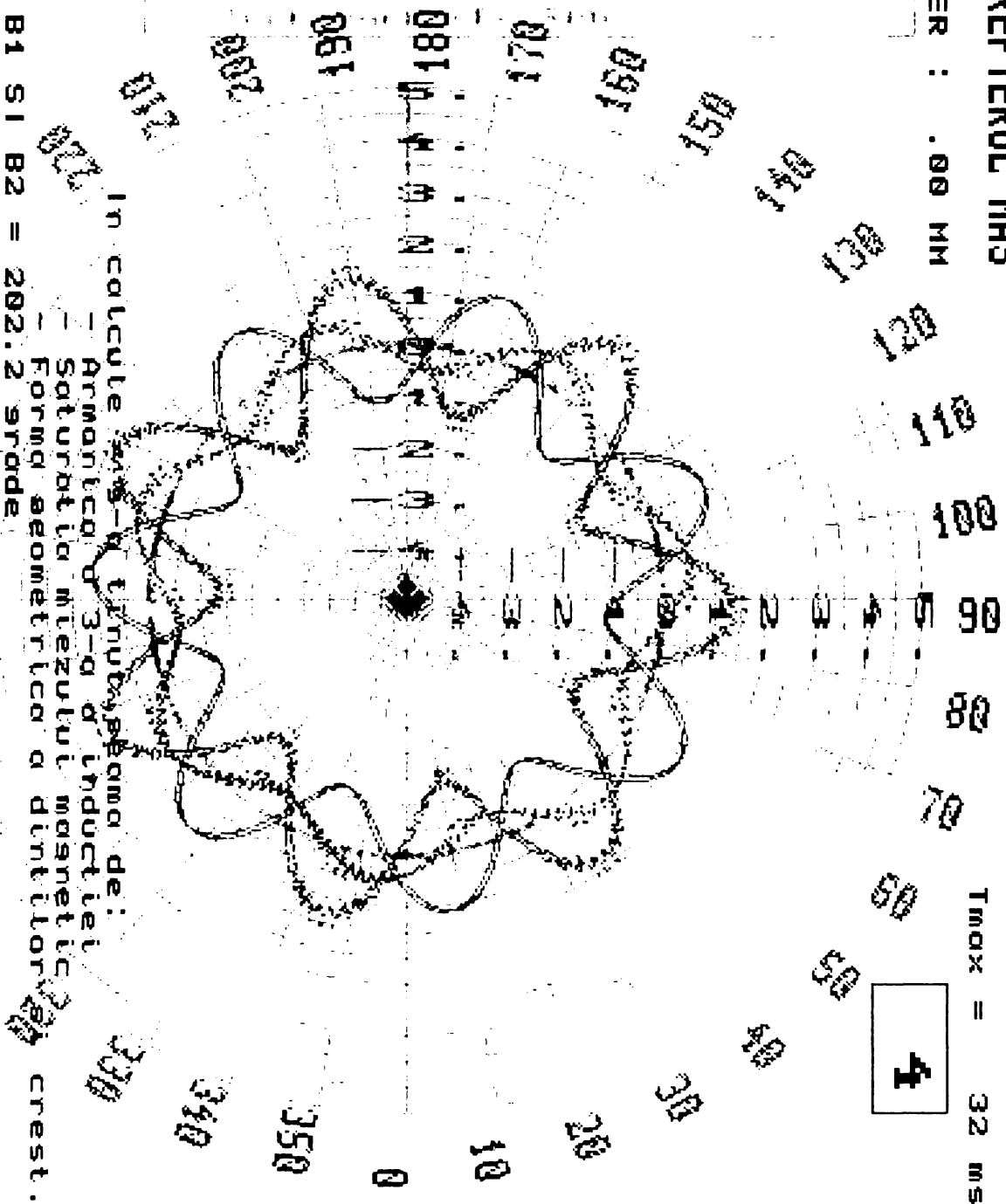
INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : .00 MM

T = 6 ms
Tmax = 32 ms

4

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1 MM
6. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1.5 MM
7. REG. NOM. - AVARIE (M. IN 2 FAZE)
8. R.N. 2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
9. R.N. 2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAIN. (150 A)
- B. REG. DE SUPRAIN. + DEV. I. 1 MM
- C. REG. SUPR. + DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calculele de timp se ia in calcul:

- Armatia de 3-p d inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 202.2 grade
PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00
- Ing. HORIA TODAN - 2002

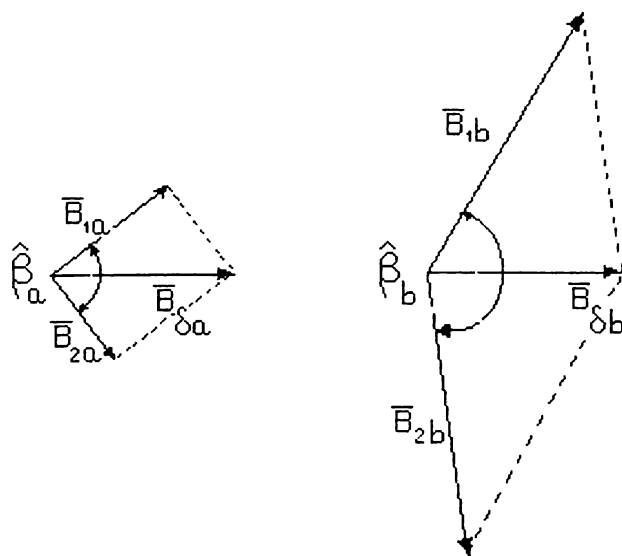
Diagrama pentru regimul nominal simetric de funcționare a mașinii

Rămân valabile observațiile de la mașina subîncărcată , cu precizarea că în conformitate cu tabela de la pagina 80 , se observă o creștere a inducțiilor $\overline{B}_1, \overline{B}_2, \overline{B}_\delta$ (care este normală având în vedere creșterea valorii curenților în înfășurarea trifazată și în colivia rotorică) .

Mai trebuie menționat că acest regim este regimul de bază al mașinii și pe baza lui s-au calculat mărimile pentru toate celelalte domenii de funcționare ale mașinii (mersul în gol , subîncărcare , supraîncărcare , mers în două faze , rotor deviat , etc.) .

Unghiul β dintre \overline{B}_1 și \overline{B}_2 a scăzut progresiv de la mersul în gol și în subîncărcare , fiind evidentă tendința ca odată cu creșterea încărcării mașinii inducțiile \overline{B}_1 și \overline{B}_2 să se așeze cât mai aproape de antifază , când ar fi decalate la 180° . Aceasta are efect și asupra inducției rezultante B_δ , care in extremis ar ajunge la valoarea minimă , adică la suma algebrică a celor două componente . Acest lucru se întâmplă în ideea că la încărcări mari , cresc curenții \overline{I}_1 și \overline{I}_2 și deci și inducțiile \overline{B}_1 și \overline{B}_2 , dar suma lor rămâne prctic constantă .

Exemplu vectorial :



$$B_{\delta a} = B_{\delta b} = ct.$$

$$B_{1b} \gg B_{1a} , B_{2b} \gg B_{2a} , \text{ rezultă că } \beta_b > \beta_a$$

REGIMUL CU DEV. INTREF. 1 MM

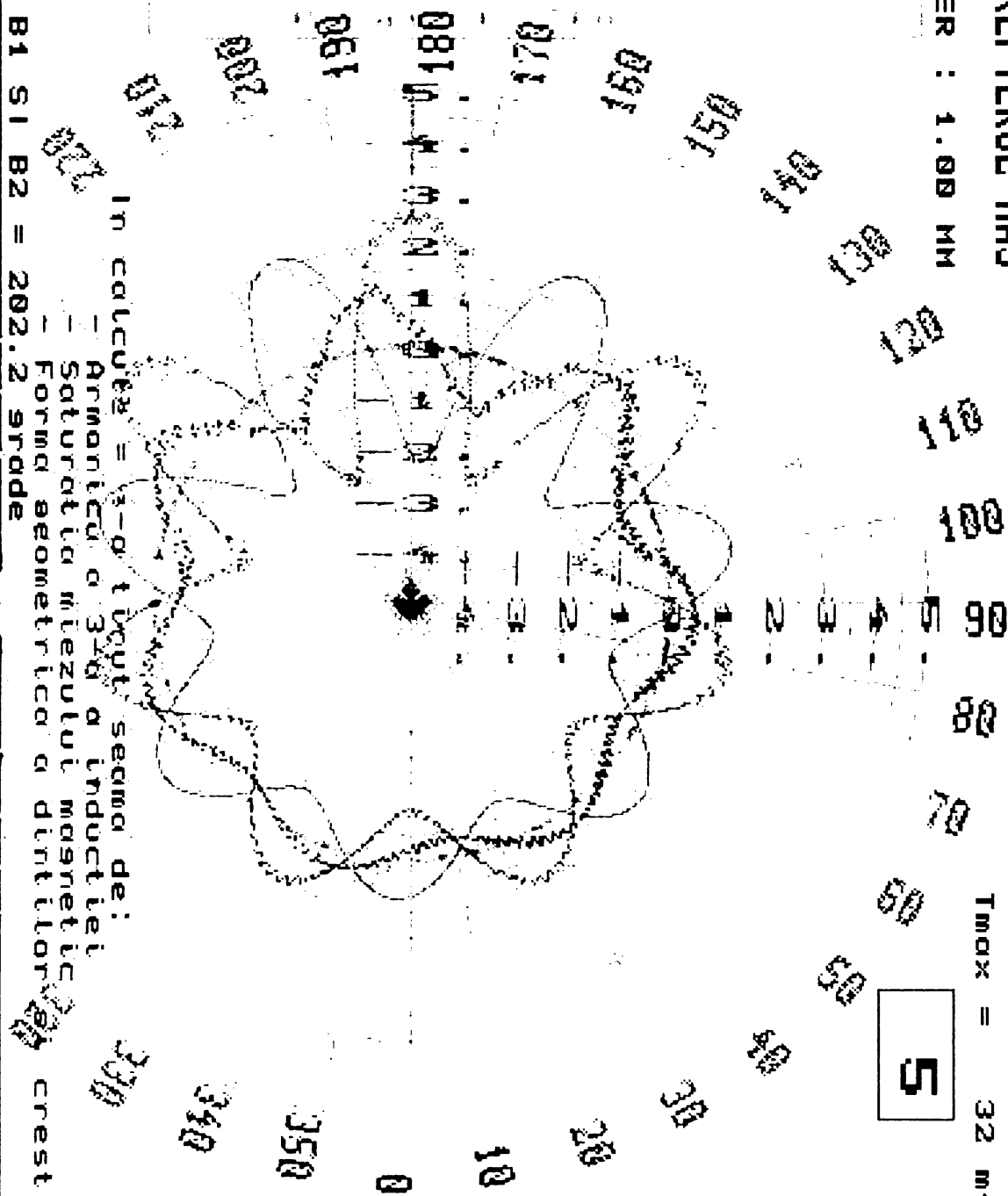
INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : 1.00 MM

T = 10 ms
Tmax = 32 ms

5

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1 MM
6. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1.5 MM
7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
8. R.N.2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
9. R.N.2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAINCC.(150 A)
- B. REG. DE SUPRAINCC.+ DEV. I. 1 MM
- C. REG.SUPR.+DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule = a-tout secma de:

- Armatia a 316 a inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 202.2 grade
PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00 - Ins. HORIA TODAN - 2002

Diagrama pentru regimul nominal simetric cu întrefierul având un maxim prin deviere de 1 mm

Alura curbelor inducției ne reliefează o variație de încărcare la nivelul diferitelor zone din mașină . După cum se observă , dacă privim sus și jos , (imaginea este răsturnată pe pagină) avem imaginea clasică de la regimul nominal fără rotor deviat . În partea dreaptă a imaginii ne apare structura clasică a inducției pentru domeniul de subîncărcare ($I_1 = 75 \text{ A}$) din diagrama nr.3 .

În partea stângă a imaginii , în schimb , se poate observa tendința de îngustare spre vârf a curbei lui B_δ , în zona cu întrefier mic , care se explică prin intervenția fenomenului de saturație , care duce la micșorarea rezultantei în zona respectivă (se vede pe curba roșie din stânga , în dreptul cifrei 1 răsturnată).

REG. NOM. - AVARIE IN 2 FAZE

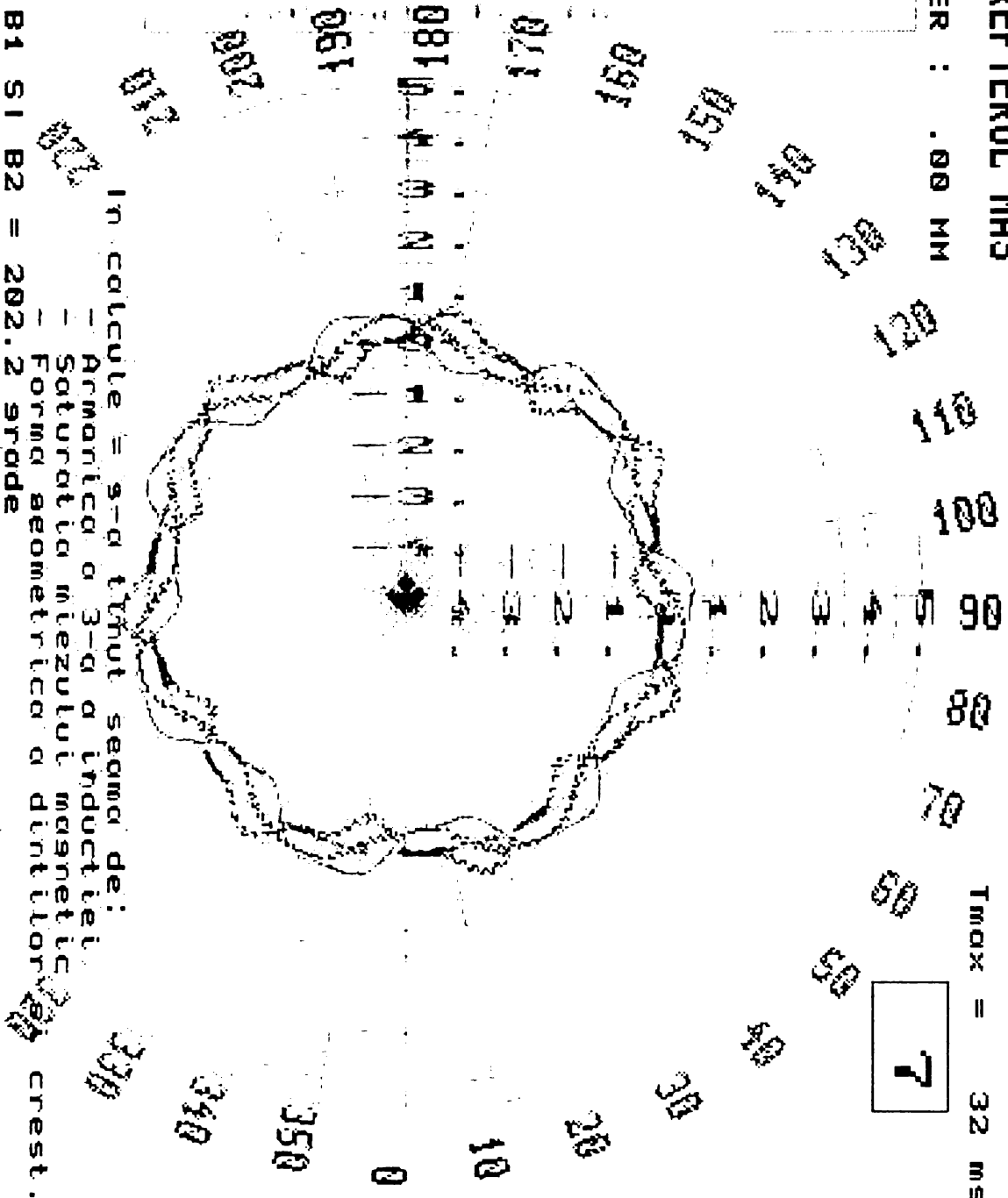
INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : .00 MM

T = 14 ms
Tmax = 32 ms

7

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGINUL NOMINAL (110 A)
5. REG.NOM.CU DEV.INTREF. 1 MM
6. REG.NOM.CU DEV.INTREF. 1.5 MM
7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
8. R.N.2 FAZE + AB.INTREFIER 1 MM
9. R.N.2 FAZE + AB.INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAINCC.(150 A)
- B. REG. DE SUPRAINCC.+ DEV.I. 1 MM
- C. REG.SUPR.+DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule = 9-a tihut seama de:

- Armanica a 3-a d inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZAZTUL DIN TRE B1 SI B2 = 202.2 grade
PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00 - Ing. HORIA TODAN - 2002

Diagrama pentru apariția avariei (mers în două faze) în cursul regimului nominal

Părțile de maxim pozitiv și negativ a lui B_{δ} trec succesiv de la + la - prin zero , există un moment când curba roșie se reduce la un cerc , apoi vârfurile evoluează invers . Spre deosebire de diagrama nr.2 , aici apar distinct curbele B1 și B2 și se poate urmări evoluția lor și modul în care influențează inducția în întrefier .

Se observă de asemenea o mărire a armonicilor de dinți (ca amplitudine) și efectele mai sensibile ale armonicii a 3 - a asupra curbei roșii .

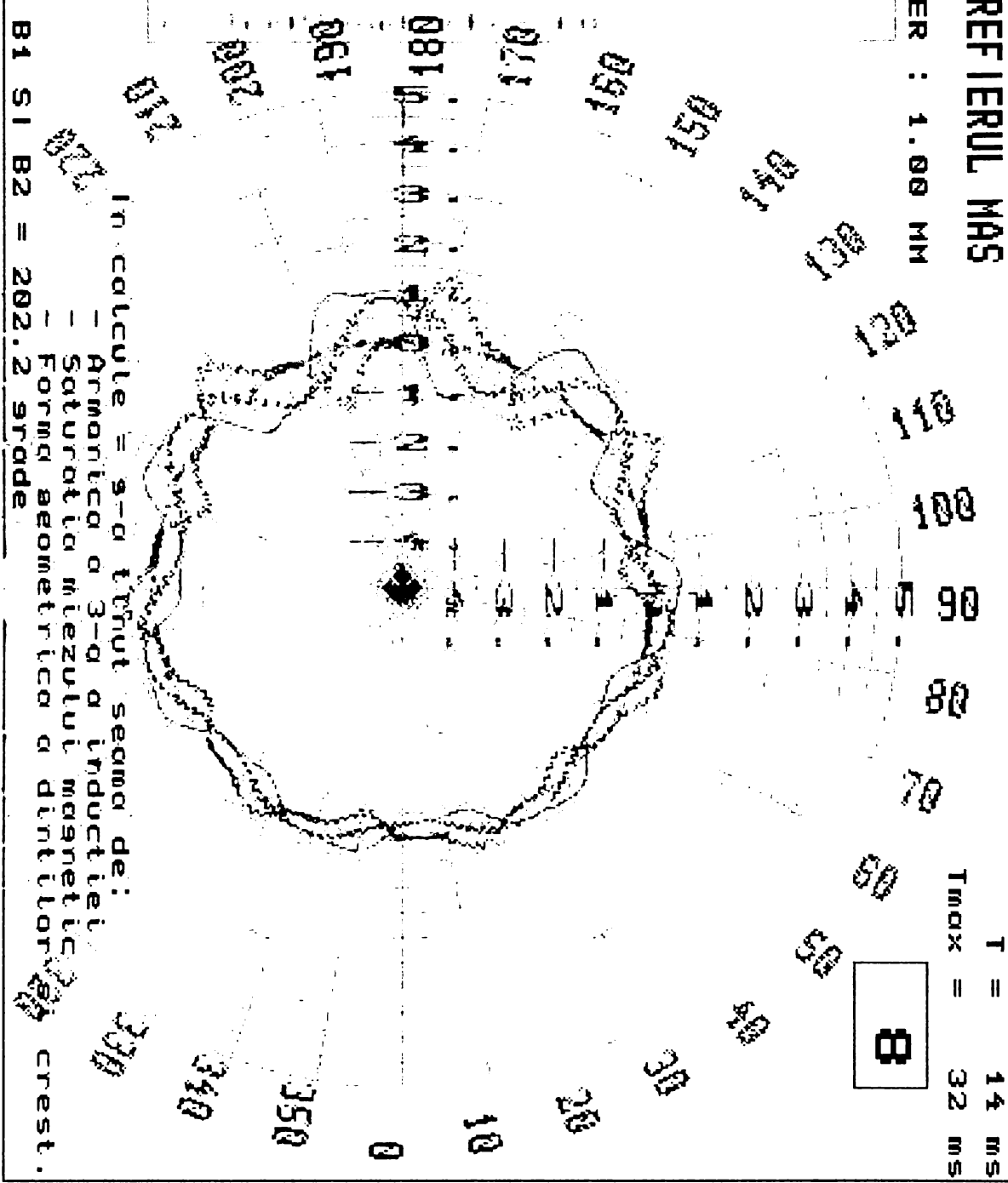
Pe ansamblu , solicitările sunt mai mari și nu avem cuplu de pornire .

R.N. 2 FAZE + AB, INTREFIER 1 MM

INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : 1.00 MM

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUB INCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1 MM
6. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1.5 MM
7. REG. NOM. - AVARIE (M. IN 2 FAZE)
8. R.N. 2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
9. R.N. 2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAIN. (150 A)
- B. REG. DE SUPRAIN. + DEV. I. 1 MM
- C. REG. SUPR. + DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



T = 14 ms
 Tmax = 32 ms

In calcule = 9-a trut seama de:
 - Armatura a 3-d a inductiei
 - Saturatia miezului magnetic
 - Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 202.2 grade
 PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00 - Ing. HORIA TODAN - 2002

Diagrama pentru avarie în regim nominal (mers în 2 faze) cu abatere rotor 1mm

Și în acest caz se constată existența abaterii întrefierului , asociată cu mersul în două faze .

În diagramă se observă efectul de modificare a amplitudinii inducției statorice , care are ca efect deformarea corespunzătoare a curbei inducției rezultante din întrefier . Prezența armonicilor a treia duce de asemenea la modificarea alurii initiale de sinusoidă a curbei inducției rezultante .

Revenind la efectele negative asupra comportării mașinii care rezultă din studiul curbelor inducției în cazul unei neuniformități a lui δ , se desprind următoarele concluzii:

-Se produc dezechilibre în ceea ce privește amplitudinea lui $\overline{B_1}, \overline{B_2}$ și $\overline{B_\delta}$, care va depinde și de micșorarea lui δ . Pentru valori mai mici a lui δ , rezultă valori mai mari ale inducției , intrând astfel în zona de saturație . Aceasta se reflectă și în dezechilibre la nivelul componentelor locale ale cuplului în mașină , apărând forțe care tind să accelereze anumite zone de pe periferia rotorului , unde inducția este mai mare .

-Totodată , apar forțe transversale care însumate pe toată plaja de 360° a unghiului electric nu mai au rezultanta zero . Forțele transversale și tangențiale în raport cu rotorul , de asemenea forțele rezultate din viteza variabilă de rotație a câmpului învârtitor eliptic provoacă vibrații care pot să fie sesizate auditiv , frecvențele intrând în gama inferioară a registrului sonor . Aceste fenomene , sunt mai ușor de detectat la pornire , în cazul de față mașina nedisponând de cuplu de pornire .

-În ultimă instanță , vibrațiile și oscilațiile termice ajung să deterioreze izolațiile , deci scurtează viața mașinii . Vibrațiile sunt nocive și pentru lagărele mașinii , perturbând procesul de ungere și producând bătăi , care accelerează uzura .

-Toate efectele menționate cresc odată cu neuniformitatea întrefierului .

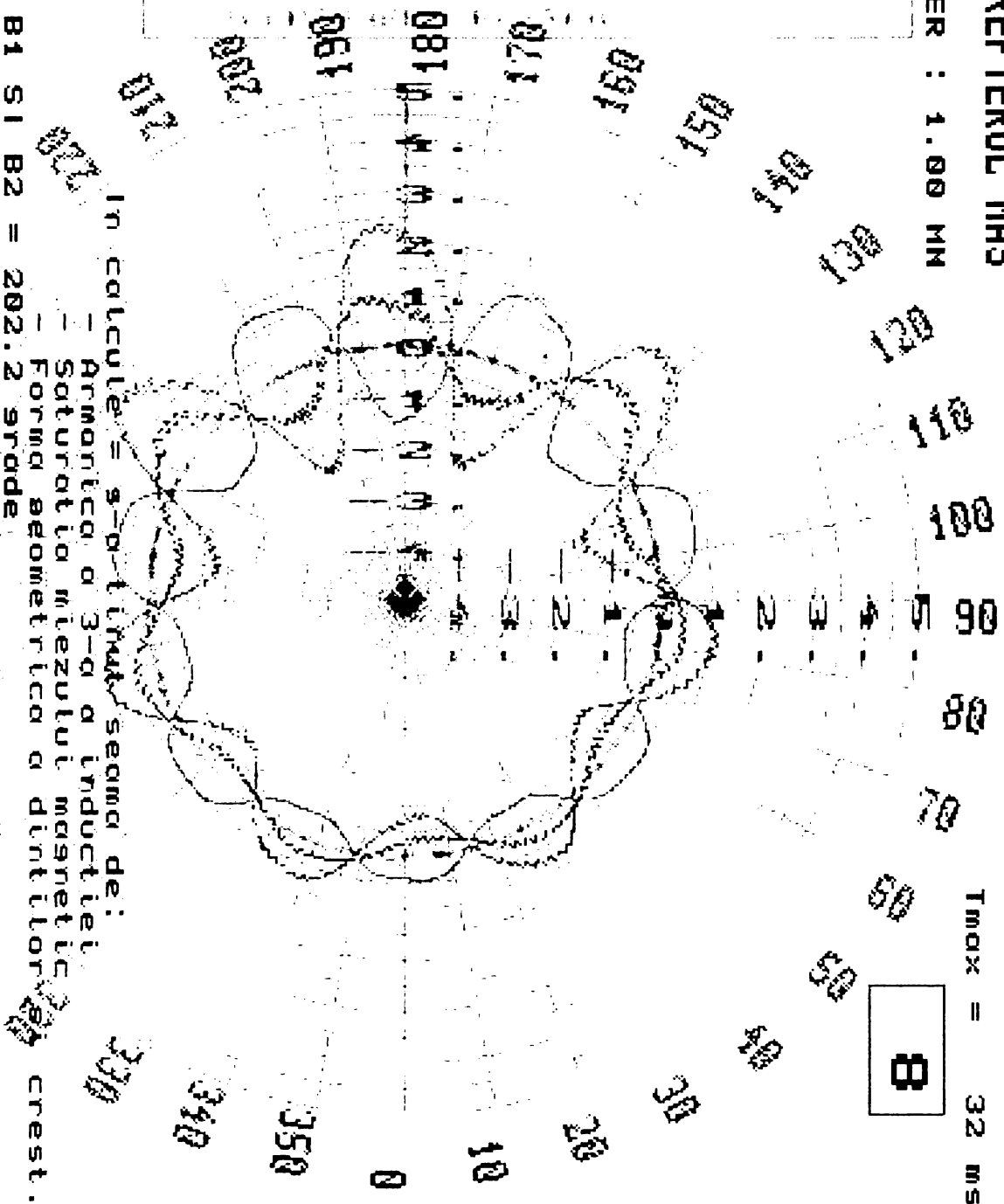
R.N. 2 FAZE + AB, INTREFIER 1 MM

INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : 1.00 MM

T = 10 ms
Tmax = 32 ms

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1 MM
6. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1.5 MM
7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
8. R.N.2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
9. R.N.2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAINCC.(150 A)
- B. REG. DE SUPRAINCC.+ DEV. I. 1 MM
- C. REG. SUPR.+DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule = s-a utilizat schema de:

- Armatura a 3-a a inductiei.
- Saturatia miezului magnetic.
- Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZAJUL DINTRE B1 SI B2 = 202.2 grade
PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00 - Ins. HORIA TODAN - 2002

Exemplul al 2-lea pentru Diagrama de avarie în regim nominal cu abatere rotor 1 mm

Diagrama anterioară redă aceeași situație cu cea din exemplu curent, singura diferență este momentul în care au fost surprinse curbele . Întrucât alura curbelor diferă în funcție de momentul în care au fost trasate , cele două momente diferite sunt tratate separat , în două exemple distincte .

Față de exemplul anterior , se observă că :

- Din cauza amplitudinii momentane mari a lui B_{δ} , care rezultă din valori însumate mai mici ale lui B_1 și B_2 , perioada lui B_{δ} este cea normală , armonica a 3 - a nu-și face simțită prezența în așa mare măsură .

- B_{δ} prezintă neuniformitate din punct de vedere al valorii de-a lungul domeniului de 360° , ceea ce explică de ce apar vibrații la mersul în 2 faze când mașina are încărcare .
- diagrama surprinde momentul când curbele lui B_1 și B_2 nu sunt deformate , moment în care viteza câmpului învârtitor este mai mică .

REG. DE SUPRAINCA. (150 A)

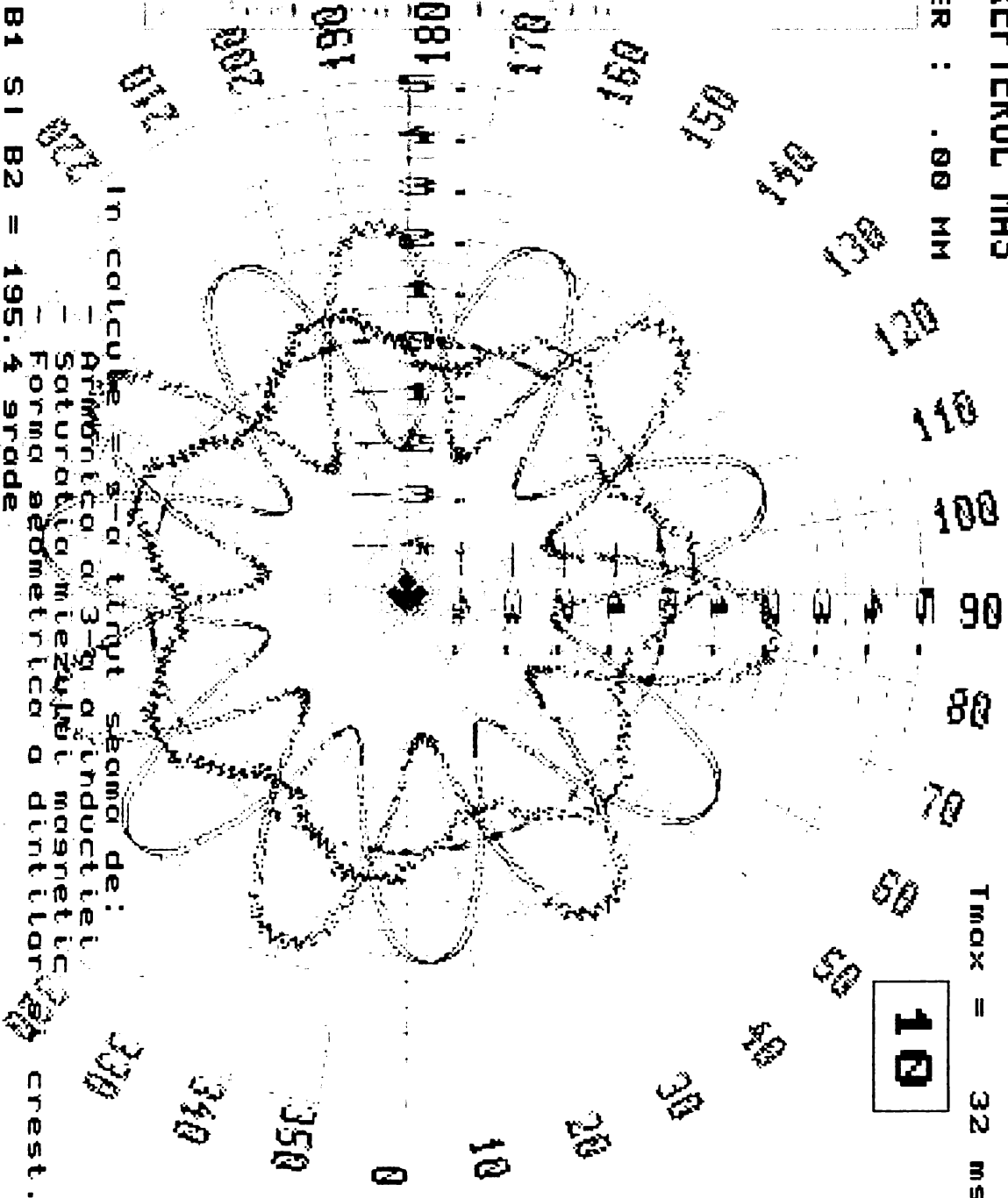
INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : .00 MM

T = 8 ms
Tmax = 32 ms

10

1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG.NOM.CU DEV.INTREF. 1 MM
6. REG.NOM.CU DEV.INTREF. 1.5 MM
7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
8. R.N.2 FAZE + AB.INTREFIER 1 MM
9. R.N.2 FAZE + AB.INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAINCA.(150 A)
- B. REG. DE SUPRAINCA.+ DEV.I. 1 MM
- C. REG.SUPR.+DEV.I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule s-a tinut seama de:

- Armonica a 3-a a inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma asimetrica a dintelor crest.

DEFAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 195.4 grade
PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00 - Ins.NORIA TODAN - 2002

Diagrama pentru domeniul de funcționare cu supraîncărcare ($I_1 = 150 \text{ A}$)

Defazajul β între \overline{B}_1 și \overline{B}_2 este de așa natură , încât cu toate că B_1 și B_2 au valori mai mari , B_δ a rămas constant .

-Au apărut niște aplatizări ale curbei lui \overline{B}_δ (figurată cu roșu), explicabile prin influența saturației , care modifică comportamentul lui \overline{B}_1 și \overline{B}_2 , având tendința de micșorare a valorilor lor mai mari . Deci chiar dacă B_δ păstrează în aparență valorile de la regimul nominal , alura curbei este ușor modificată .

-De asemenea , armonicile de dinți , care sunt generate în stator , dobândesc valori mai mari , în conformitate cu cota lor din amplitudinea inducției B_1 , care s-a mărit .

REG. DE SUPRINC. + DEV. I. 1 MM

INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : 1.00 MM

T = 10 ms
Tmax = 32 ms

11

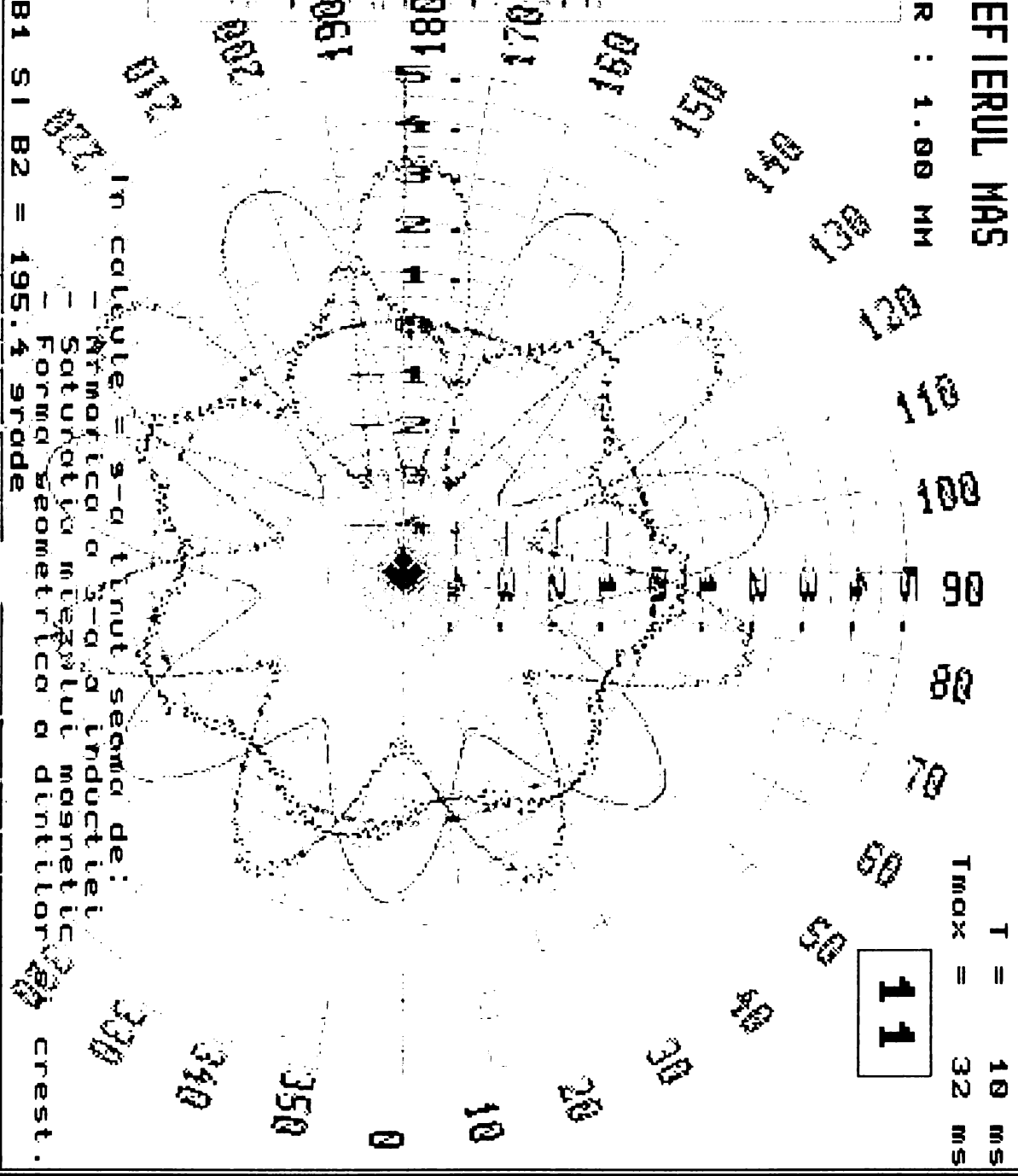
- 1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
- 2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
- 3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
- 4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
- 5. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1 MM
- 6. REG.NOM.CU DEV. INTREF. 1.5 MM
- 7. REG.NOM. - AVARIE(M. IN 2 FAZE)
- 8. R.N.2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
- 9. R.N.2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRINC.(150 A)
- B. REG. DE SUPRINC.+ DEV. I. 1 MM
- C. REG. SUPR.+DEV. I. 1MM + 2 FAZE.

DEFAZAZIUL DINTRE B1 SI B2 = 195.4 grade

PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00

- Ing. HORIA TODAN -

2002



4xV. load

Diagrama pentru supraîncărcare , rotor deviat 1 mm

Din nou se ajunge la valori mari pentru inducția B_1 și B_2 , urmate și de B_δ .

- Este un regim care nu poate fi atins , ducând la solicitări prea mari .
- Curba lui B_δ este deformată de saturație .
- Neuniformitățile din curba B_δ în zona de saturație implică apariția de vibrații .
- Armonicele de dinți sunt mai mari decât în cazul regimului nominal .

REG. SUPR. + DEV. I. 1MM + 2 FAZE

INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : 1.00 MM

T = 10 ms
Tmax = 32 ms

12

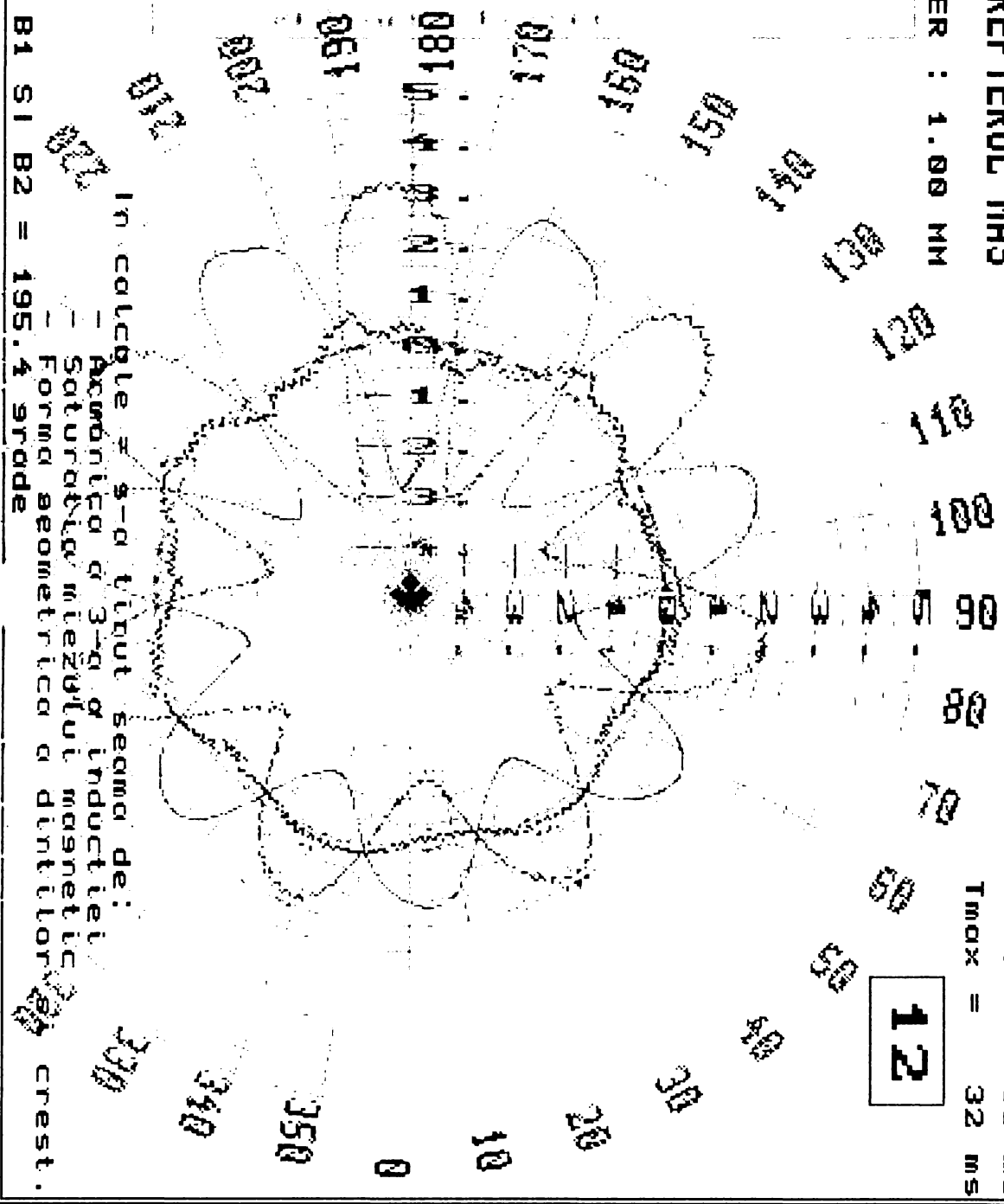
1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
3. REG. DE SUBINCARCARE (75 A)
4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
5. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1 MM
6. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1.5 MM
7. REG. NOM. - AVARIE (M. IN 2 FAZE)
8. R.N. 2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
9. R.N. 2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRANC. (150 A)
- B. REG. DE SUPRANC. + DEV. I. 1 MM
- C. REG. SUPR. + DEV. I. 1MM + 2 FAZE.

DEFAZATUL DIN TRE B1 SI B2 = 195.4 grade

PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00

- Inscr. HORRIA TODAN -

2002



In coltele = 9-a litut seama de:

- Accionica a 3-a a inductiei
- Saturatia miezului magnetic
- Forma geometrica a dintilor crest.

Diagrama pentru supraîncărcare , cu avarie (mers în 2 faze) și deviere rotor 1 mm

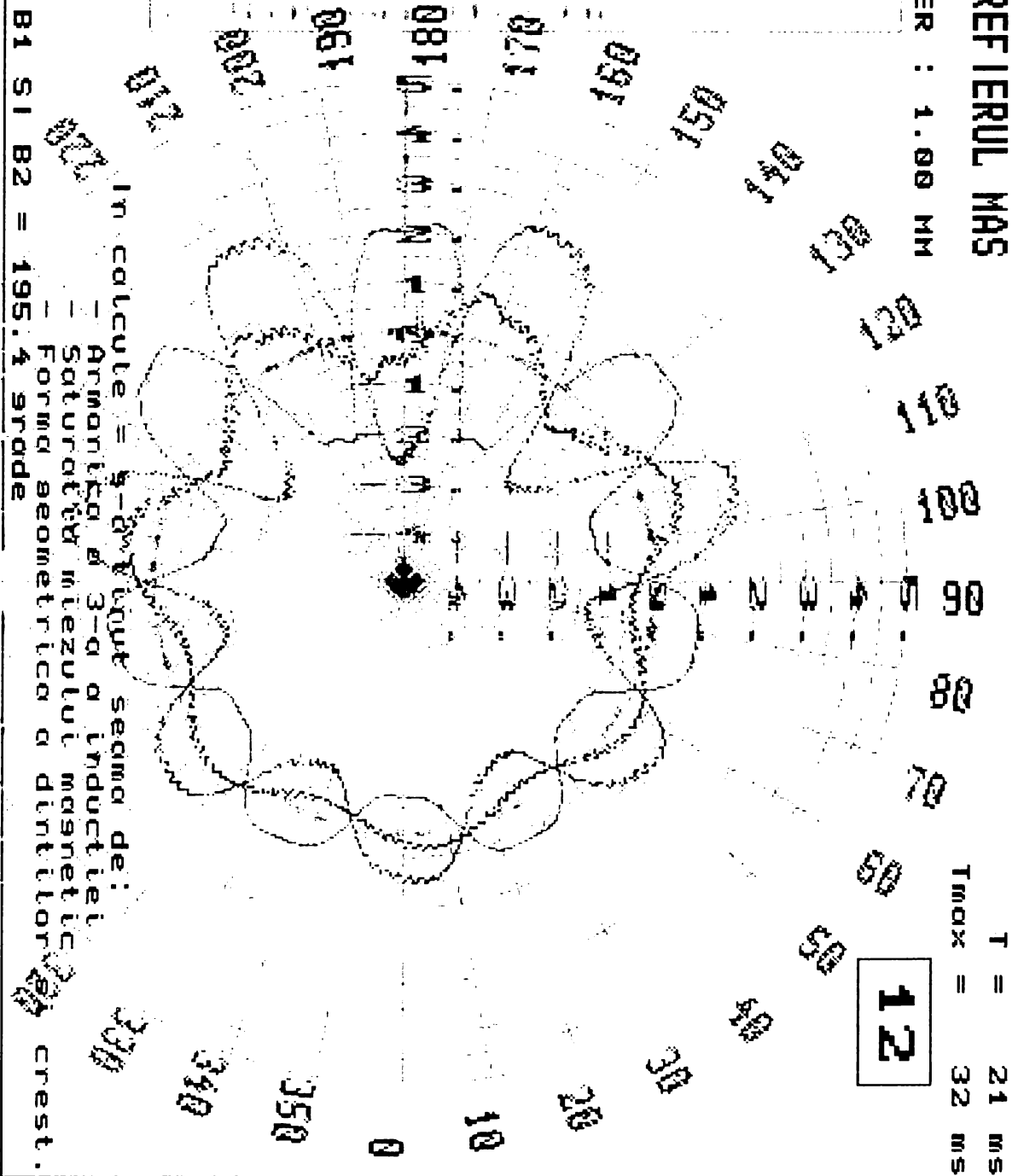
Evoluția curbelor inducției a fost surprinsă în momentul în care rezultanta din întrefier are caracter predominant pulsator și în cazul concret de față tinde spre anulare pe toată periferia rotorului . Din punctul de vedere al vitezei câmpului învârtitor , în acest caz avem o perioadă scurtă de accelerare , până se ajunge din nou la sinusoidă . Din cauza valorilor mari pe care le înregistrează componente statorică și rotorică , este evident că ne încadrăm tot într-un exemplu teoretic , de calcul , acest mod de funcționare conducând la pierderi mari în armături și izolații .

REG. SUPR. + DEV. I. 1MM + 2 FAZE

INDUCTIA IN INTREFIERUL MAS

DEVIERE INTREFIER : 1.00 MM

- 1. REG. DE MERS IN GOL (42.3 A)
- 2. REG. DE MERS IN GOL IN 2 FAZE
- 3. REG. DE SUBIMCARCARE (75 A)
- 4. REGIMUL NOMINAL (110 A)
- 5. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1 MM
- 6. REG. NOM. CU DEV. INTREF. 1.5 MM
- 7. REG. NOM. - AVARIE (M. IN 2 FAZE)
- 8. R.N. 2 FAZE + AB. INTREFIER 1 MM
- 9. R.N. 2 FAZE + AB. INTREF. 1.5 MM
- A. REG. DE SUPRAINC. (150 A)
- B. REG. DE SUPRAINC. + DEV. I. 1 MM
- C. REG. SUPR. + DEV. I. 1MM + 2 FAZE.



In calcule = 5-2m
 - Armatura a 3-a a inductiei
 - Saturarea miezului magnetic
 - Forma geometrica a dintilor crest.

DEFAZATUL DINTRE B1 SI B2 = 195.4 grade
 PROGRAM DEMONSTRATIV V7.00 - Ing. HORIA TODAN - 2002

8 1 V - 1 8

Diagrama pentru supraîncărcare , cu avarie (mers în 2 faze) și deviere rotor 1 mm - Exemplul al 2-lea

Din punct de vedere tehnic , atât exemplul curent cât și cel anterior sunt identice , diferă doar momentele prelevării diagramelor . Bineînțeles , diferă și configurația curbelor .

Situația este asemănătoare cu cea din diagrama nr.9 , cu deosebirea că micșorarea neuniformității lui δ a dus la micșorarea maximelor inducțiilor.

CAPITOLUL 6

CONCLUZII

Sintetizând rezultatele obținute , aş menţiona următoarele elemente de originalitate pe care le-am elaborat cu ocazia acestei lucrări:

1. Revitalizarea avantajelor pe care le prezintă diagrama cercului , care inclusă într-un model matematic pe calculator mi-a permis să calculez cu precizie valoarea lui $\cos(\varphi)$ instantaneu , în funcţie de curentul I_1 .

Am încercat să demonstrez şi să conving că în condiţiile date şi bine precizate ale maşinii studiate , acest lucru este absolut posibil şi chiar benefic . În absenţa acestei metodologii aş fi fost pus în situaţia de a folosi un cosfimetru , care ar fi constituit o frână în aplicarea unui model pe calculator , prin necesitatea de a întrerupe lanţul calculelor , în ideea de a introduce datele de la cosfimetru . Este de menţionat şi aspectul de la staţia de comprimare a gazelor Lunca , unde maşinile sunt alimentate direct din secundarul unui transformator de 110 kV / 6 kV , care este subîncărcat (lucrează la 10 - 30 % din puterea nominală) . Acest transformator înrăutăţeşte el însuşi factorul de putere al reţelei şi indicaţiile aparatelor reflectă această situaţie nedorită . Calculul automat al lui $\cos(\varphi)$ a permis operatorilor din staţie să aleagă în timp util măsurile de compensaţie cele mai eficiente , prin utilizarea programului COSFI .

2. Deducerea relaţiei care există între inducţiile din stator şi rotor pentru calculul lui B_δ , de asemenea , posibilitatea de a exprima defazajul lor în funcţie de $\cos(\varphi)$.

3. Înlocuirea măsurătorilor directe prin procesul de simulare a unei proiectări parţiale a maşinii asincrone , cu certe avantaje în legătură cu fluidizarea activităţii de studiere a maşinii .

4. Găsirea modalităţii de afişare a inducţiilor în coordonate polare , care asigură o reprezentare intuitivă şi grăitoare a relaţiei dintre structura geometrică a întrefierului şi valoarea inducţiei .

5. Elaborarea metodologiei de a reprezenta grafic inducţia în cazul rotorului descentrat , care are ca efect variaţia mărimii întrefierului pe secţiunea transversală prin maşină .

6. Am reuşit implementarea pe calculator a relaţiilor de calcul pentru regimul simetric şi în două faze .

7. Implementarea pe calculator a relaţiilor de calcul a armonicilor de dinţi .

8. Implementarea pe calculator a efectului armonicii a 3 - a , atunci când ea își face apariția , la regimul în două faze și atunci când lățimea întrefierului nu mai este constantă .

9. Găsirea modalității de reprezentare a inducțiilor în mișcare , prin elaborarea unui program de calcul și desenare , care să redea pe viu ce se întâmplă în cazul unui câmp magnetic învârtitor și ce se întâmplă în cazul unui câmp magnetic pulsator .

10. Stabilirea celor mai bune metode de optimizare a programului de simulare de așa natură încât să crească viteza de calcul și afișare . În absența optimizărilor , programul ar fi afișat niște curbe cu o evoluție atât de lentă , încât nici n-ar fi fost observabilă mișcarea câmpului .

11. Găsirea unui algoritm automatizat de calcul al efectelor saturației din miezul magnetic asupra amplitudinii inducției , prin elaborarea unor funcții de interpolare a curbilor de magnetizare și înțelegerea mecanismului de aplicare a efectului saturației asupra unei inducții rezultate din calcul .

În urma aplicării metodei software s-au putut pune în evidență fenomenele din câmpul magnetic al mașinii , care pot duce la solicitări periculoase de natură electrică și mecanică , de asemenea , se poate înțelege mai bine ce se întâmplă la mersul în două faze și când rotorul este descentrat .

Din punctul de vedere al locului ocupat în problematica analizată , lucrarea de față reprezintă un început de drum . Făcând o comparație plastică , voi face o scurtă referire la industria automobilului . În faza finală de elaborare a unui prototip , se testează rezistența la impact în caz de accidente , în intenția de a conferi modelului un nivel de siguranță cât mai bun . De asemenea , se verifică încadrarea rezistenței vehiculului la severele norme de siguranță internaționale . Testarea se face prin intermediul așa numitelor crash - teste . Vehiculul dotat cu o sumedenie de senzori și sisteme de conducere automată este conectat la un sistem informatic de ultimă generație și conform unui program riguros studiat , este adus la viteza planificată , după care este dirijat să lovească un anumit obstacol . În urma acestei testări distructive , se obțin date valoroase privind elementele constructive care trebuie perfecționate pentru mărirea siguranței și încadrarea în normele de siguranță . Pe parcursul unui ciclu întreg de testare , se distrug astfel câteva zeci de vehicule . În ultimul timp , prin dezvoltarea unei adevărate științe a simulării pe calculator , s-a reușit de către marile firme mondiale simularea totală a crash-testului pe calculator . Practic se introduc în programul respectiv de simulare totalitatea elementelor constructive fundamentale ale mașinii , iar rezultatele crash-testului pe computer sunt identice cu cele obținute în realitate . Programul de simulare calculează toate deformările suferite de mașină în timpul

impactului , reprezentând grafic aspectul final și starea tuturor elementelor constructive . Se calculează chiar și efectele nocive asupra pasagerilor , obținându-se totalitatea datelor necesare pentru test . În concluzie , se poate repeta testul pentru o mulțime de variante , fără cheltuieli materiale și pierdere de timp . Automatizarea în asemenea măsură a ciclului proiectare-testare scurtează de zeci de ori timpul necesar pentru punerea în fabricație a unui nou model , cu efecte economice benefice . Cu varianta finală a automobilului , se execută totuși un crash-test real , care va confirma rezultatele obținute pe calculator .

Referirea anterioară la progresele din industria automobilului are menirea să constituie termenul de comparație pentru ceea ce tinde să constituie prezenta lucrare - o metodologie de studiu ieftină și eficientă , având ca element central comportarea câmpului magnetic din întrefierul mașinii asincrone de putere .

Folosind metoda software elaborată pas cu pas în prezenta lucrare , s-a putut analiza comportarea câmpului magnetic din întrefier pe cele mai diferite plaje de funcționare pentru mașina studiată . Au fost accesibile prin calcul și așa-zisele regimuri limită , care nici în laborator nu ar fi putut fi atinse , din cauza suprasolicitărilor mecanice și electrice pe care le implică. Dar aceste regimuri oferă informații valoroase asupra tendințelor de evoluție ale anumitor mărimi electrice și magnetice ale mașinii în prezența elementelor perturbatoare , cum ar fi neuniformități ale întrefierului , suprasarcini , mers în două faze , care pot acționa separat sau împreună .

În concluzie , se poate afirma că evoluția curbei inducției în întrefierul clasei de mașini asincrone de putere studiate constituie oglinda comportării respectivelor mașini și elementul de bază al unei analize globale a mașinilor respective . După opinia mea , metoda software are un mare potențial nevalorificat și chiar nedescoperit încă , prezentând perspective deosebite pentru viitor .

Ing. Horia Todan

Anexa 1

Trimiterile bibliografice din Capitolul 4

- 1 - [13] (numărul titlului din bibliografie)
- 2 - [13] , pag.17 , cu trimitere fig.1.6
- 3 - [13] , pag.20 , paragraful 1.1.4.B
- 4 - [13] , pag.24 , fig. 1.10 C
- 5 - [13] , pag. 23
- 6 - [13] , tabelul 1.1 de la pag.23
- 7 - [13] , fig.1.11
- 8 - [13] , pag. 170
- 9 - [13] , pag.13
- 10 - [13] , pag.27
- 11 - [13] , fig.1.14b , pag.30
- 12 - [13] , pag.171
- 13 - [13] , pag.28 , fig.1.13
- 14 - [13] , pag.35
- 15 - [13] , pag.36
- 16 - [13] , pag.54
- 17 - [13] , pag.59
- 18 - [13] , pag.208 , relația (2.93)
- 19 - [5] , pag. 19 , fig. 1.4
- 20 - [7] , pag. 18 , fig. 1.3
- 21 - [13] , pag.66
- 22 - [13] , pag.42 , relația (1.37)

BIBLIOGRAFIE

1. Alger P.L. Induction machines . Their behaviour and uses .
Second Edition , Gordon and Breach Science Publishers Inc.,
New York , 1970
2. BABESCU M. Maşini electrice UT Timișoara , 1994
3. BABESCU M. Maşini electrice - culegere de probleme rezolvate ,
Editura Tehnică , Bucureşti , 1996
4. BAUSCH H.,
KANELIS K. Feed Forward Torque Control of a Switched Reluctance
Motor Based on Static Measurements , ETEP , vol.7, no.6 ,
pag.373-380 , 1997
5. BĂLĂ C. Maşini electrice EDP Bucureşti , 1982
6. BIRIESCU M. Maşini electrice rotative – parametri,caracteristici ,
încercări , Editura de Vest , Timișoara , 1997
7. BOLDEA I.,
NASAR S.A. A general equivalent circuit (GEC) of electric machines
including cross coupling saturation and frequency effects,
IEEE Trans. on Energy Conversion , vol.3 , No.3 ,
pag.689-695 , sept.1988
8. BOLDEA I. Parametrii maşinilor electrice , identificare , estimare
şi validare , Editura Academiei Române Bucureşti , 1991
9. BOLDEA I. Transformatoare şi maşini electrice , Editura Politehnica,
Timișoara , 2001
10. CARPENTER C.J. The application of the method of images to machine end
winding field , Proc.IEE , Part 4 ,pag. 487-493 , 1960
11. CÂMPEANU A. Maşini electrice - probleme fundamentale , Editura Scrisul
Românesc , Craiova , 1988
12. CRAMARIUC R. Transformări conforme în fizică şi electrotehnică ,
Editura Ştiinţifică şi Enciclopedică , Bucureşti , 1984
13. CIOC I. ş.a. Maşini electrice , Craiova , 1981
14. DANIELEVICI I.B. Parametrii maşinilor de curent alternativ, Editura Tehnică ,
DOMBROVSCHI V.V. Bucureşti , 1968
KAZOVSKI E.

15. DORDEA T. Mașini electrice EDP București , 1977
16. DORDEA T. Proiectarea și construcția mașinilor electrice , Litografia U.P., Timișoara , 1981
17. DRĂGĂNESCU O. Încercările mașinilor electrice rotative , Editura Tehnică , București , 1988
18. FRANSUA A. ș.a. Electrical Machines and Drive Systems
The Technical Press , Oxford , 1984
19. GALAN N. Mașini electrice , EDP București , 1981
20. GRAY C.R. Electrical Machines and drive systems , Longman Scientific & Technical , London , 1989
21. HELLER B.
HAMATA V. Dopolnitelnie polia momentî i poteri mojnosti v asincronîh mașinah , Energhia Moscova , 1964
22. JOHNSON G.W. Labview graphical programming , Mc.Graw Hill Inc., 1994
23. KOSTENKO M.P. Electriceskie Mașinîi , Moskwa , 1949
24. KOSTENKO
L.PIOTROVSKI Machines Electriques , Vol I – II ,Editions Mir Moscou 1979
25. LINDSAY J.F. A modern approach to induction machine parameter identification IEE Trans on PAS , pag.1493 - 1499 , 1972
26. MAES J.
MELKEBEEK J. Direct torque control of induction motors using back - EMF calculation and prediction , Proc. of SEEDAM , pag.C12-13-18 , 1998
27. MÂNDRU GH
RĂDULESCU M.M. Analiza numerică a câmpului electromecanic , Ed.Dacia Cluj Napoca , 1986
28. MOCANU C. Teoria câmpului electromagnetic , EDP , București , 1984
29. MICROSOFT
CORPORATION FORTRAN 5.1 , FORTRAN POWER STATION 1.0a , FORTRAN POWER STATION FOR WINDOWS 95 AND WINDOWS NT , MACROASSEMBLER 5.1 , MACROASSEMBLER 6
30. NEMEȘ M. Energetică generală și conversia energiei – metode

numerice de clacul , curs secția
energetică, Fac. Electrotehnică , IPTVT , 1978

31. NOVAC I. Mașini și acționări electrice EDP București , 1982
32. LEVI E., VUKOVIC V. Field oriented control of induction machines in the presence of magnetic saturation , Electrical Machines and Power systems 16 , pag.133 - 147 , 1989
33. OBERRETL K. Field harmonic theory of slip-ring motor taking multiple armature reaction into account . IEE Proceedings , pag.1667 - 1674 , 1970
34. ONG C.M. Dynamic simulation of electric machinery using Matlab / Simulink , Prentice Hall , USA , 1998
35. OPASCHI M. Studiul și determinarea zgomotului la hidrogeneratoare , rezumatul tezei , Timișoara 1980
36. RICHTER R. Mașini de inducție , Editura Tehnică , București 1960
37. ȘORA C. Bazele electrotehnicii EDP București , 1982
38. SCHUISKY W. Rascet Electriceskikh Mașin , Energia , Moscova , 1968
39. TERTIȘKO M.
STOICA P.
POPESCU TH. Identificarea asistată de calculator a sistemelor , Editura Tehnică , București , 1987
40. TODAN H. Elaborarea concepției de tablou de bord pentru șeful stației de electrocomresoare Lunca , comunicare , Sesiune Aniversară de Comunicări Științifice , ROMGAZ R.A. , 1996
41. TSUJI M.
YAMADA E. Advanced vector control for induction motor drives , Proc. SEEDAM '98 , pag. A1-1-8
42. ȚUGULEA A. Reluctanța de dispersie și rezistența în curent alternativ a laturilor de bobine situate în creștături eliptice , Studii și Cercetări de Energetică și Electrotehnică , Tom 16 , vol.2 , pag. 221 - 235 , 1966
43. VIOREL I.A. Influența formei creștăturilor , numărului creștăturilor și a repartiției înfășurărilor asupra parametrilor mașinii de inducție și considerarea acestora în studiul funcționării mașinii .

44. VIOREL I.A.
RĂDULESCU M.M. Asupra calculului coeficienților permeanței echivalente valabile a întrefierului în cazul mașinilor de inducție ,
EEA - Electrotehnica , vol.32 , nr.3 , pag.108 - 111 , 1984
45. VIOREL I.A.
ROSLER E.
HEDEȘIU H.C.
CHIȘ M. Field oriented concept in induction motor control , a new point
of view . Proc. of PCIM '93 Vol.Intelligent Motion ,
pag.439 - 445