

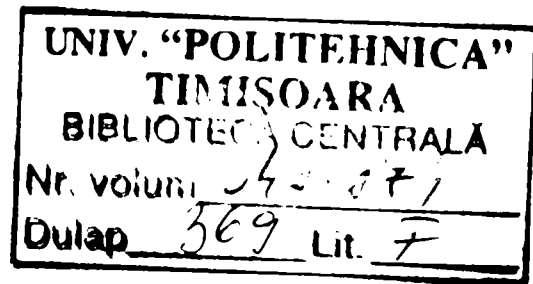
**Studiul asupra proiectării optimale a
micromotorului sincron folosit la
acționarea mecanismului de pendulare
a sârmei la sudarea cu arc electric în
mediu de gaz protector**

Teză de doctorat

Ing. Gabriel CRISTESCU

Coordonator Științific

Prof. Dr. Ing. Ioan NOVAC



CIPRINS

PREFAȚĂ

Cap. 1. INTRODUCERE	1
Cap. 2. TIPURI DE MAȘINI SINCRONE ȘI METODICI DE DIMENSIONARE OPTIMALĂ	4
2.1 Tipuri de micromotoare sincrone existente pe piață	4
2.1.1. Mașina sincronă cu excitație în curent continuu	4
2.1.2. Mașina sincronă cu magneți permanenți	7
2.1.3. Mașina sincronă reactivă	11
2.2 Probleme generale privind magneții permanenți	18
2.2.1. Circuite magnetice cu magneți permanenți	21
2.3. Micromotoare monofazate cu magneți permanenți moi	25
2.4. Micromotoare monofazate cu magneți permanenți duri	29
2.5. Micromotoare monofazate cu rotor pasiv	34
2.6. Probleme generale privind optimizarea mașinilor electrice	37
2.6.1. Calculul micromotorului sincron reactiv prin metode numerice	42
Cap.3. MODELĂRI NUMERICE LA MICROMOTORUL SINCRON REACTIV	45
3.1. Aspecte generale privind modelarea sistemelor fizice	46
3.1.1. Etape în dezvoltarea problemelor prin simulare numerică	47
3.1.2. Metode numerice	48
3.1.3. Descriere generală FLUX 2D	50
3.2. Micromotorul sincron reactiv alimentat trifazat	60
3.2.1. Calculul grosimii optime a rotorului micromotorului fără magnet permanent	60
3.2.2. Calculul grosimii optime a rotorului micromotorului cu magnet permanent	64
3.3. Micromotor sincron reactiv alimentat monofazat	65
3.3.1. Micromotor sincron reactiv monofazat cu solenație concentrată	65

3.3.1.1.	Micromotor sincron reactiv cu magnet permanent în rotor	65
3.3.2.	Micromotor sincron reactiv cu solenație distribuită	67
3.3.2.1.	Micromotor sincron reactiv fără magnet permanent în rotor	67
3.3.2.2.	Micromotor sincron reactiv cu magnet permanent de lungime constanta în Rotor	69
3.4	Micromotorul sincron reactiv pas cu pas	71
	(6 poli statorici și cu 4 poli rotorici)	
3.4.1.	Motorul sincron reactiv fără magnet permanent în rotor	71
3.4.2.	Motorul sincron reactiv cu magnet permanent rotor	74
Cap. 4.	CALCULUL OPTIMAL CU METODE NUMERICE AL MICROMOTORULUI SINCRON	76
4.1.	Micromotorul sincron alimentat trifazat	76
	76	
4.1.1.	Motorul sincron trifazat reactiv fără magnet permanent în rotor	76
4.1.1.1.	Calculul parametrilor micromotorului, la grosimea optimă a rotorului determinată anterior	81
4.1.2.	Motorul sincron trifazat cu magnet permanent în rotor	85
4.1.3.	Concluzii	87
4.2.	Micromotorul sincron alimentat monofazat	88
4.2.1.	Micromotorul sincron cu solenație concentrată și magnet permanent	88
4.2.1.1.	Calculul optimal al lungimii magnetului din rotor	88
4.2.1.2.	Micromotorul sincron reactiv cu magnet permanent în rotor	92
	A. Simularea micromotorului în cazul unei cantități de magnet constante în rotor ($104[\text{mm}^2]$)	93
	B. Simularea micromotorului în cazul unei lungimi a magnetului constante în rotor ($1.025[\text{mm}]$)	99
4.2.2.	Micromotorul sincron cu solenație distribuită	108
4.2.2.1.	Micromotorul sincron fără magnet permanent în rotor	108
4.2.2.2.	Micromotorul sincron cu magnet permanent de lungime constanta în rotor	111
4.2.3.	Concluzii	113
4.2.3.1.	Micromotor cu solenație concentrată	113
4.2.3.2.	Micromotor cu solenație distribuită	115
4.3	Micromotorul sincron reactiv pas cu pas 6 poli statorici și cu 4 poli rotorici	117
4.3.1.	Dimensionare micromotor	117

4.3.5.	Concluzii	151
4.3.5.1.	Micromotor fără MP	151
4.3.5.2.	Micromotor cu MP	152
4.4.	Concluzii generale privind optimizarea micromotorului sincron reactiv prin metoda FLUX2D	153
CAP.5.	MODELE DE CALCUL PENTRU MAȘINA SINCRONĂ REACTIVĂ MONOFAZATĂ	155
5.1.	Modelul 1(numai fundamentala)	156
5.2.	Modelul 2(armonica 1 + armonica 3)	160
5.3	Modelul 3 (armonica 1 + armonica 3 + armonica 5)	163
5.4	Modelul 4 (calculul simplificat al MSR)	171
5.5.	Modelul 5 (model energetic)	179
CAP.6	REZULTATE TEORETICE SI EXPERIMENTALE	184
6.1.	Modelul 1(numai fundamentala,rezultate teoretice)	184
6.2.	Modelul 2(armonica 1 + armonica 3,rezultate teoretice)	187
6.3	Modelul 3 (armonica 1 + armonica 3 + armonica 5,rezultate teoretice)	197
6.4	Modelul 4 (calculul simplificat al MSR,rezultate teoretice)	202
6.5	Modelul 5 (model energetic,rezultate teoretice)	208
6.6	Comparații între modele 1 – 5	214
6.7	Stand experimental cu lichide magnetoreologice	219
6.7.1	Justificarea soluției	219
6.7.2	Descrierea Șandului	222
6.7.3	Etalonarea șandului	226
6.7.4	Rezultate experimentale	231
6.7.5	Concluzii	235
CAP.7.	CONCLUZII FINALE	236
BIBLIOGRAFIE		239
Date bibliografice personale		

PREFAȚĂ

Lucrarea de doctorat având titlul “Studiul asupra proiectării optimale a micromotorului sincron folosit la acționarea mecanismului de pendulare la sudarea cu arc electric în mediu protector” se dorește a fi o contribuție la calculul micromotoarelor sincrone cu și fără magnet permanent în rotor.

Motivația fundamentală care stă la baza temei propuse este dată de importanța, în primul rând practică, a dimensionării optimale a rotorului în special și a micromotorului în general, astfel ca la aceleași gabarite să se obțină performanțe energetice maxime.

În literatura de specialitate, de obicei, calculele optimale nu sunt prezentate în detaliu fiind uneori secrete de producție ale firmelor constructoare de mașini electrice, motiv pentru care s-a impus realizarea unor metode optimale de calcul la micromotoarele sincrone.

Proiectate optimal aceste micromotoare se pot realiza la parametrii energetici superiori celor existente actualmente pe piață. Funcționarea acestor micromotoare este apoi modelată având în vedere mai multe soluții de calcul a performanțelor în funcționare, soluții care sunt validate de încercările experimentale.

Pentru optimizarea diverselor tipuri de rotor se folosesc metode numerice de calcul în spațiul bidimensional cu programul FLUX 2D.

Pentru calculul performanțelor în funcționare a micromotoarelor sincrone autorul propune mai multe soluții, unele din acestea având și un suport experimental, fiind validate prin teste de laborator.

În speranța că această lucrare va fi utilă proiectanților și inginerilor din producție, în cele ce urmează, autorul mulțumește tuturor celor care într-un fel sau altul și-au adus aportul la elaborarea acestei teze de doctorat.

Cu adânc respect apreciez munca domnului Prof. Dr. Ing. Ioan Novac pentru recenzarea referatelor, a tezei în ansamblu și doresc să-i mulțumesc pentru sprijinul deosebit pe care l-am primit de la dânsul în acești ani de studiu, pe parcursul cărora am realizat teza de doctorat.

Aduc mulțumirile mele deasemenea referenților științifici care au recenzat lucrarea și m-au sprijinit cu observații utile.

Mulțumesc colegilor de la ISIM Timișoara pentru sfaturile utile și eficiente în realizarea acestei lucrări.

Cap. 1. INTRODUCERE

Realizarea unei acționări performante a mecanismului de pendulare constituie tema prezentei teze de doctorat, temă care s-a impus ca urmare a necesității ridicării nivelului calității și implicit al securității îmbinărilor sudate realizate prin procedeul de sudare cu arc electric.

Alegerea micromotorului sincron cu reluctanță variabilă ca variantă de acționare a mecanismului de pendulare folosit la sudarea automată cu arc electric, a avut în vedere posibilitățile, opționale, de acționare cu motor asincron, motor de curent continuu sau acționare cu motor sincron. Micromotorul sincron reactiv (MSR) este varianta mașinii sincrone cea mai ieftină și sigură în exploatare, motiv pentru care se impune tot mai mult în acționările electrice ale mecanismelor de sudare cu arc electric.

Procesele de sudare sunt procese speciale de îmbinare nedemontabilă ce au o pondere importantă în fabricația structurilor nedemontabile.

Condițiile de securitate și calitate impuse produselor sudate, prin directive și normative naționale aliniată la cele europene, impun tehnologii avansate la realizarea îmbinărilor nedemontabile. Aceste tehnologii, în contextul globalizării și al pieței libere, fără bariere, trebuie să răspundă cerințelor impuse pentru a crea încredere și siguranță în produsele sudate.

Făcând o scurtă analiză a proceselor de sudare cu pendulare, se observă evident, că viteza tehnologică de sudare este dată de viteza de avans tehnologic a căruciorului de sudare, viteza de avans a sârmei și viteza de pendulare.

Viteza tehnologică de sudare, viteză impusă prin procedeul de sudare, este un parametru esențial ce asigură, alături de ceilalți parametri (tensiune, curent, viteză de avans sârmă), calitatea și siguranța în exploatare a produselor sudate.

Ca atare viteza tehnologică de sudare trebuie să fie strict controlată, constantă pe toată durata realizării îmbinării nedemontabile, ceea ce înseamnă de fapt ținerea sub control a vitezei de avans a căruciorului de sudare, a vitezei de avans a sârmei și respectiv a vitezei de pendulare.

Pentru acționarea mecanismelor de avans al căruciorului și de avans al sârmei de sudare se utilizează pe scară largă motoare de curent continuu.

Pentru acționarea mecanismului de pendulare al sârmei de sudare se utilizează, funcție de amplitudinea pendulării, motoare asincrone (la amplitudini mici) sau motoare de curent continuu cu turație variabilă (la amplitudini mari).

Atât acționările cu motoare asincrone cât și cele cu motoare de curent continuu nu pot realiza un control strict al turației și prin urmare vitezele tehnologice de sudare nu pot fi riguros controlate. Datorită acestui fapt, la procesele speciale de sudare, cum ar fi sudarea în tandem sau sudarea robotizată, unii producători au început să utilizeze la acționarea mecanismului de pendulare motoare sincrone pas cu pas.

Având în vedere condițiile specifice halelor de sudare, respectiv a consumatorilor energetici specifici, în mod inerent tensiunea rețelei va avea fluctuații. Fluctuația tensiunii rețelei ce influențează în mod direct cuplul și turația mașinii asincrone (la mașina asincronă cuplul depinde de pătratul tensiunii) a atras de la sine opțiunea pentru utilizarea motorului sincron (la care cuplul depinde direct de tensiune și nu de pătratul ei) și nu a celui asincron sau de curent continuu ca variantă de acționare.

Desigur această opțiune rezidă din necesitatea utilizării, pentru mecanismul de pendulare, a unei soluții de acționare cu viteză riguros constantă și controlată.

Mașina sincronă are o serie de avantaje față de motorul asincron și anume :

- contribuie la îmbunătățirea factorului de putere;
- prezintă siguranță mai mare în funcționare deoarece se poate executa la întrefier mărit;
- cuplul motorului sincron variază liniar cu tensiunea ceea ce face ca variația tensiunii rețelei să-i influențeze funcționarea mai puțin ca la motorul de inducție;
- randamentul acestuia este mai bun, ca urmare a factorului de putere mai mare.

Deoarece la mașina sincronă reactivă pierderile prin efect Joule-Lenz din rotor sunt nule, rezultă un randament mai mare la această mașină comparativ cu mașina asincronă. Luând în considerare mașina sincronă cu magneți permanenți și cea reactivă, analizându-le din punctul de vedere al cuplului, alegerea motorului cu magneți permanenți ar fi cea mai bună soluție însă, analizându-le din punctul de vedere al prețului de cost, varianta mașinii sincrone reactive este cea optimă.

Soluția finală va fi cea dictată de optimul realizat în condițiile concrete ale acționării propuse, prețul de cost și cerința pieții.

Mașina sincronă comparativ cu cea de curent continuu necesită în exploatare o întreținere mult mai ușoară, neavând colector și perii așa cum sunt la mașina de curent continuu.

Prin reglarea a tensiunii și frecvenței, mașina sincronă poate funcționa la un factor de putere unitar și deci miezul feromagnetic și înfășurările sunt folosite integral datorită legăturii rigide dintre frecvență și turație ($n = f / p_1$) controlul turației la mașina sincronă se poate realiza foarte simplu prin frecvență.

Mașinile sincrone reactive prezintă o serie de avantaje:

- au preț de cost scăzut;
- asigură controlul precis al vitezei;
- nu necesită sursă suplimentară pentru excitație.

Un alt aspect ce ne interesează , nu în ultimul rând însă, este faptul că la o tensiune și frecvență variabilă, la mașina sincronă se poate realiza un maxim al cuplului.

Ca principal dezavantaj al mașinii sincrone menționăm pornirea mașinii, pornire ce se poate realiza în asincron sau cu frecvență variabilă.

Cu toate acestea considerăm dezavantajul minor față de avantajul unei turații riguros constante oferită de motoarele sincrone, având în vedere condițiile specifice halelor de sudare și scopul acționării propuse.

Alegerea micromotorului sincron reactiv în locul micromotorului asincron sau a celui de curent continuu a avut în vedere, aspectul constanței vitezei, respectiv controlul riguros al turației motorului sincron prin frecvență în comparație cu motorul asincon unde turația este dependentă de sarcină precum și dificultățile ridicate de comutație la acționările cu micromotoare de curent continuu.

Având în vedere avantajele mașinii sincrone, actualmente, se observă pe plan mondial o tendință de înlocuire a soluției învechite de acționare a mecanismului de pendulare cu mașini asincrone sau mașini de curent continuu, cu mașini sincrone.

Folosirea mașinilor sincrone reactive înlătură dificultățile pe care le ridică comutația la mașinile de curent continuu. Dacă la cele enumerate adăugăm și prețul de cost ridicat al mașinilor de curent continuu rezultă evident că soluția utilizată este depășită.

Prin urmare, soluția acționării cu mașini sincrone este o cerință actuală și din acest punct de vedere se impune ca și calculul acestor mașini să fie la nivelul cerințelor actuale prin utilizarea criteriilor optime tehnico-economice în proiectarea acestora.

Cap. 2. TIPURI DE MAȘINI SINCRONE ȘI METODICI DE DIMENSIONARE OPTIMALĂ

2.1 Tipuri de micromotoare sincrone existente pe piață

Mașina sincronă în fabricația curentă se execută în trei variante:

- cu excitație în curent continuu,
- cu magnet permanent în rotor.
- cu rotor pasiv (MSR).

Mașina sincronă cu excitația în curent continuu se folosește la puteri mari și foarte mari, unde reglajul separat al puterii active și reactive o face performantă în centralele electrice și la unele acționări de mare și foarte mare putere.

La puteri medii și mici, excitația în curent continuu este eliminată prin folosirea unui magnet permanent, soluție robustă și ieftină care nu mai necesită o sursă separată pentru alimentarea excitației.

La mașina sincronă reactivă, cu toate că performanțele sunt mai reduse ca la mașina cu magneti permanenți, datorită simplității și a prețului de cost scăzut, această mașină a început să se folosească pe scară tot mai largă.

Ultimele două variante se propun a fi folosite la acționarea mecanismului de pendulare.

În cele ce urmează se dau câteva considerații teoretice de calcul a performanțelor mașinii sincrone pe baza modelului ortogonal [B1, B2].

2.1.1 Mașina sincronă cu excitație în curent continuu

În regim staționar, la mașina sincronă, curenții de amortizare I_D și I_Q sunt nuli.

Ecuția matricială a modelului ortogonal (figura 2.1) pentru motorul sincron în regim staționar se scrie :

$$\begin{bmatrix} U_d \\ U_q \\ U_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_q & \omega M_{Eq} \\ 0 & 0 & R_E \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_E \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

sau:

$$U_d = R_d \cdot I_d - X_q \cdot I_q, \quad (2.2)$$

$$U_q = X_d \cdot I_d + R_q \cdot I_q + \omega M_{Eq} \cdot I_E, \quad (2.3)$$

În figura 2.2 sunt prezentate diagramele fazoriale ale acesteia la factor de putere capacitiv (supraexcitare) și inductiv (subexcitare).

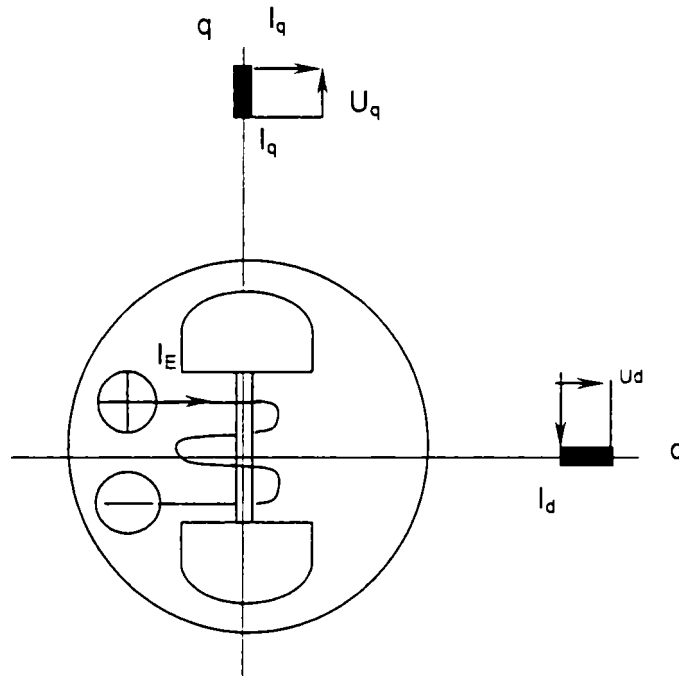


Fig. 2.1 Mașina sincronă cu excitație în c.c.

Motorul sincron la $I_E > I_E^*$ dă putere reactivă fiind supraexcitat (figura 2.2) iar la $I_E < I_E^*$ absoarbe putere reactivă, fiind subexcitat. La $I_E = I_E^*$ factorul de putere este maxim.

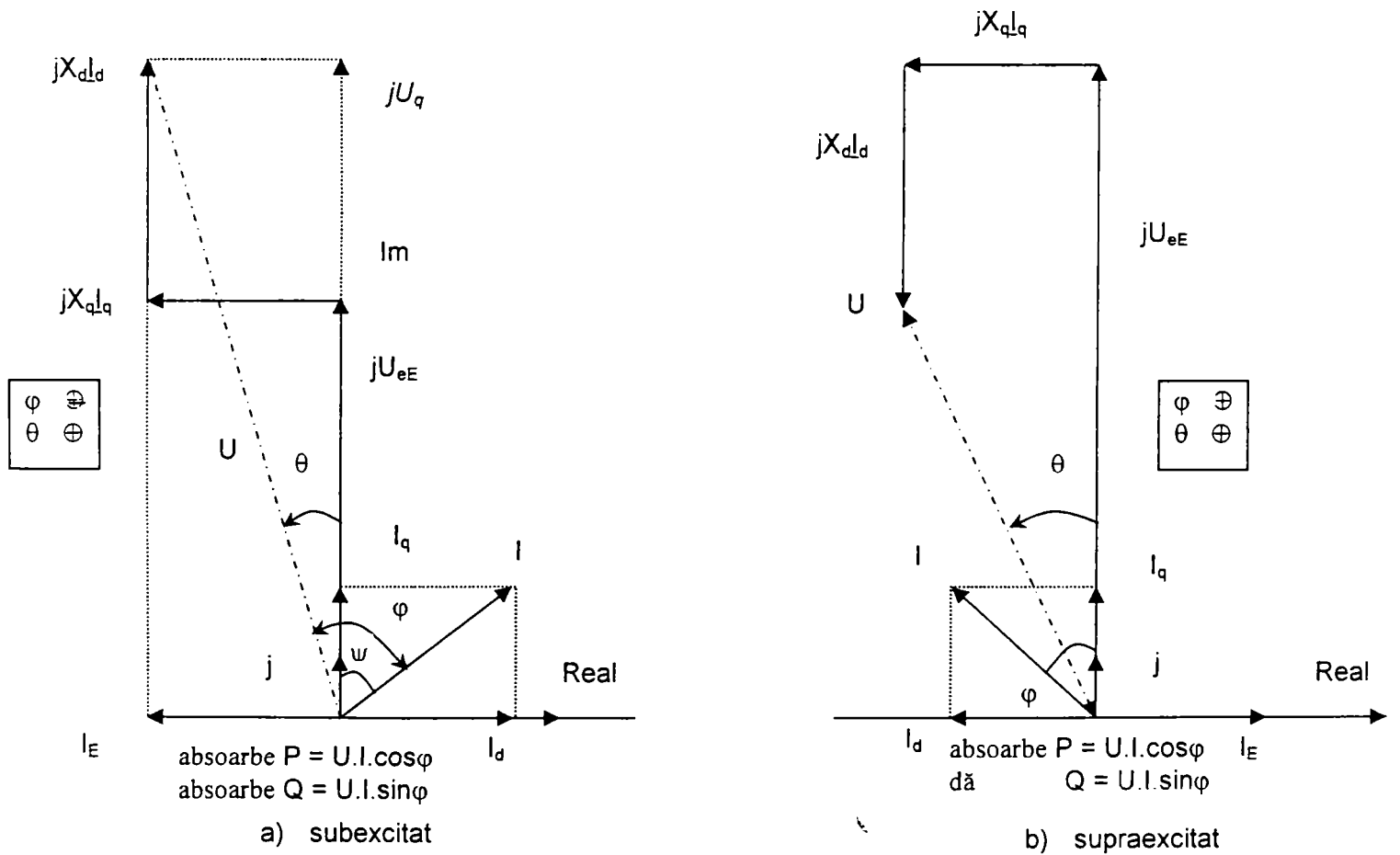


Fig. 2.2 Diagrama fazorială a motorului sincron

Prin înmulțirea cu “ j ” și adunarea expresiilor de mai sus rezultă :

$$\underline{U} = R \cdot \underline{I} + j \cdot X_d \cdot \underline{I}_d + j \cdot X_q \cdot \underline{I}_q + j \cdot U_{eE} \quad , \quad (2.4)$$

în care:

$$R_d = R_q = R \quad , \quad X_d = \omega L_d \quad , \quad X_q = \omega L_q \quad , \quad (2.5)$$

$$\underline{I}_d = j \cdot I_q \quad ; \quad \underline{I} = I_d + j \cdot I_q \quad , \quad (2.6)$$

$$\underline{U} = U_d + j \cdot U_q \quad ; \quad U_{eE} = \omega M_{Eq} \cdot I_E$$

Din egalitatea puterilor $3 \cdot U \cdot I \cdot \cos \varphi = M_{elm} \cdot \Omega$, rezultă cuplul electromagnetic.

Puterea activă se calculează cu relația:

$$P = 3UI \cos(\theta + \psi) = 3UI(\cos \theta \cos \psi - \sin \theta \sin \psi) \quad , \quad (2.7)$$

$$P = 3U(I_q \cos \theta - I_d \sin \theta) \quad . \quad (2.8)$$

Din diagrama fazorială se obține:

$$I_q X_q = U \sin \theta \quad , \quad \text{respectiv}$$

$$I_q = \frac{U \sin \theta}{X_q} \quad (2.9)$$

Apelând la aceeași diagramă fazorială obținem :

$$I_d X_d = U \cos \theta - U_{eE} \quad , \quad \text{respectiv}$$

$$I_d = \frac{U \cos \theta - U_{eE}}{X_d} \quad (2.10)$$

Înlocuind expresiile curenților I_d , I_q în relația cuplului se obține:

$$M_{elm} = \frac{3U^2}{2\Omega_1} \cdot \frac{(X_d - X_q)}{X_d \cdot X_q} \cdot \sin 2\theta + \frac{3U_{eE} U}{X_d} \cdot \sin \theta \quad (2.11)$$

componenta reactivă componenta datorită excitației

Relația (2.11) pune în evidență dependența cuplului electromagnetic al mașinii de unghiul θ , fapt ce justifică denumirea acestuia de unghi de sarcină.

Ponderea componentei reactive este de până la maximum 20%, ponderea majoră având-o cel de al doilea termen, componenta datorită excitației.

Acest fapt ne permite să afirmăm că valoarea cuplului electromagnetic depinde liniar de tensiunea U și nu de pătratul acesteia ca în cazul mașinii asincrone :

$$M_{elmMA} = \frac{pm_1 U^2}{\omega_1} \frac{\frac{R_2'}{s}}{\left(R_1 + \frac{R_2'}{s} \right)^2 + (X_1 + X_2')^2} \quad (2.12)$$

Cele exemplificate mai sus motivează alegerea motorului sincron în comparație cu motorul asincron, unde dependența cuplului de pătratul tensiunii de alimentare este un dezavantaj acolo unde tensiunea prezintă fluctuații, așa cum este cazul halelor de sudare.

2.1.2 Mașina sincronă cu magneți permanenți

Varianta constructivă a mașinii sincrone cu excitație alimentată de la o sursă de curent continuu este înlocuită tot mai des, în diverse acționări, cu varianta constructivă a mașinii sincrone cu magneți permanenți, soluție din ce în ce mai economică.

Mașina sincronă cu magneți permanenți prezintă ca principal dezavantaj prețul de cost ridicat al magneților permanenți. Studiile recente de piață arată însă o tendință de scădere a prețului magneților permanenți, ceea ce va atrage după sine un cost mai scăzut al mașinilor.

La o dimensionare potrivită a magnetului permanent micromotorul sincron poate deveni o sursă de putere reactivă, ceea ce îi oferă un avantaj major în competiția cu celelalte mașini: asincrone sau de curent continuu.

Având în vedere numărul foarte mare de surse de sudare, această disponibilitate de obținere a puterii reactive la locul de consum este un beneficiu important în mărirea stabilității sistemului energetic național, știut fiind faptul că stabilitatea sistemului depinde direct și de necesarul de putere reactivă.

Schema de principiu a mașinii sincrone cu magneți permanenți având la bază modelul ortogonal este prezentată mai jos [B2] în figura 2.3.

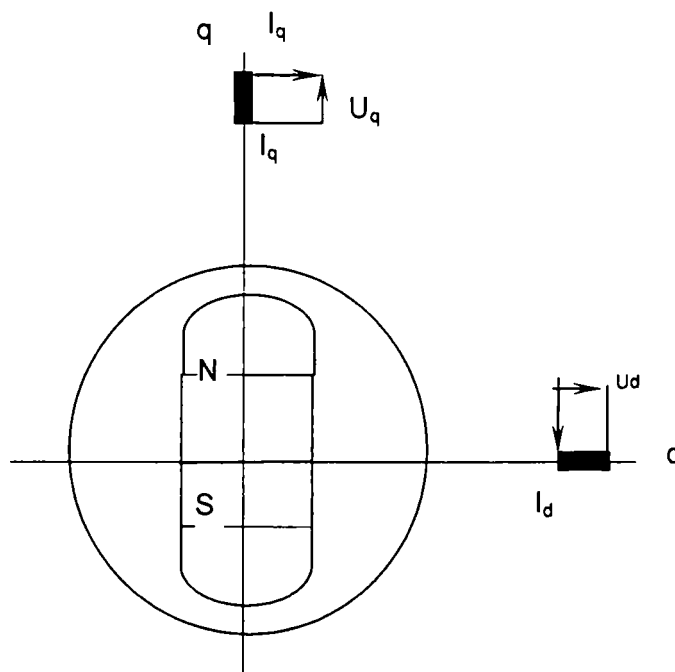


Fig. 2.3 Mașina sincronă cu magneți permanenți.

În figurile ce urmează sunt prezentate variante constructive de mașini sincrone cu magnet permanent care au înfășurările statorice diferite din punct de vedere al posibilității de alimentare .

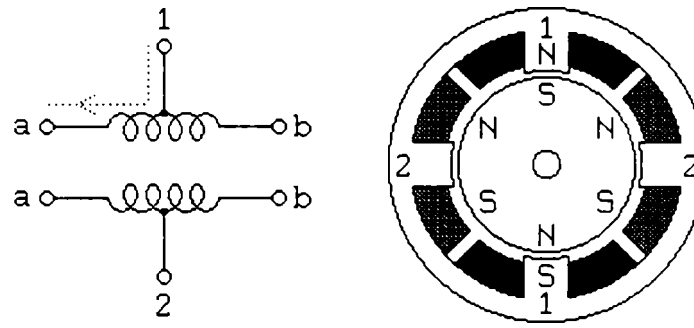


Fig. 2.4 Mașina sincronă cu magneți permanenți și 6 borne.

Mașina sincronă prezentată în figura 2.4 sus este cu priză mediană la fiecare din cele două înfășurări, având astfel 6 borne accesibile . Punctul median este legat la polul pozitiv al sursei de alimentare și cele două sfârșituri ale fiecărei înfășurări sunt puse alternativ la masă pentru a inversa câmpul produs de înfășurare.

Mașina prezentată în secțiune în figura 2.4 realizează un pas de 30 de grade.

Rotorul este cu magnet permanent cu 6 poli aranjați succesiv pe circumferința rotorului.

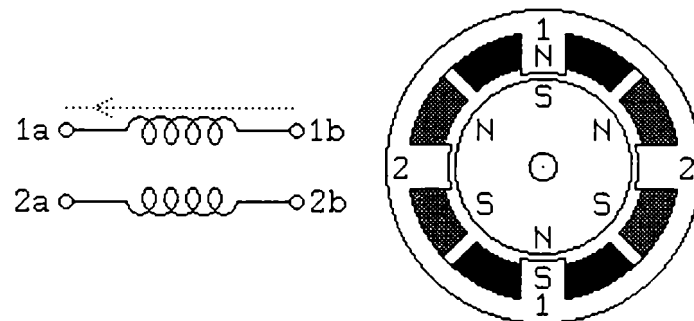


Fig. 2.5 Mașina sincronă cu magneți permanenți și 4 borne.

Mașina sincronă din figura 2.5 are o construcție similară celei anterioare, dar cele două înfășurări au numai 4 borne accesibile. După cum se vede, secțiunea transversală este identică cu cea din figura 2.4, înfășurările însă nu mai au priză mediană.

Mașina în sine este simplă dar are nevoie de un circuit de comandă complex care să asigure reversarea câmpului celor două înfășurări în corelare cu polaritatea corespunzătoare a fiecărei perechi de poli ai motorului.

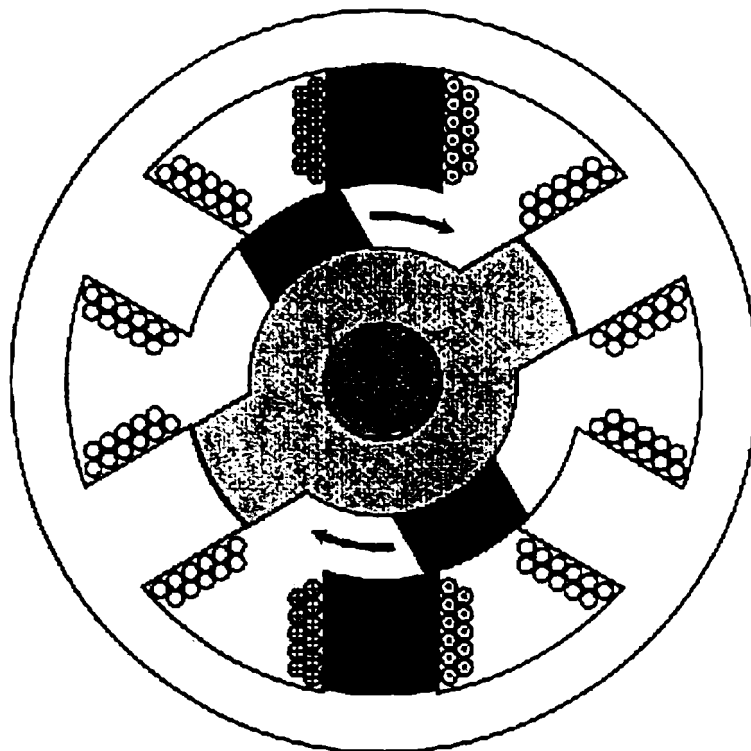


Fig. 2.6 Motor sincron cu magnet permanent și înfășurare trifazată (3 borne).

Mașina sincronă din figura 2.6 diferă constructiv de cele anterioare atât prin înfășurarea statorică (înfășurare cu 6 bobine) cât și prin varianta aleasă pentru magnetul permanent (rotor cu 4 poli).

Micromotoarele sincrone monofazate cu magneți permanenți se execută cel mai adesea în varianta în care înfășurarea de excitație este plasată pe coloana unui miez feromagnetic dreptunghiular în care rotorul este situat pe cealaltă coloană (figura 2.21).

La mașina sincronă cu magneți permanenți la care $L_d = L_q$ cuplul electromagnetic se scrie sub forma [B1, B6]:

$$M_{elmg} = p_l M_{Eq} I_q I_E = p_l M_E I_q I_{E0} \quad (2.13)$$

Relația de mai sus scoate în evidență dependența cuplului electromagnetic de curentul statoric, respectiv de tensiunea statorică. Această dependență liniară a cuplului de tensiune face ca mașina sincronă cu magneți permanenți să fie superioară variantei asincrone.

Dacă mașina sincronă cu magneți permanenți are magnetul permanent dimensionat în așa fel ca la funcționarea în gol curentul absorbit să fie nul, rezultă $I_d = 0$.

Întrucât cuplul electromagnetic depinde numai de I_q , la un I_N dat, adică limitat prin construcție și funcțional, magnetul permanent se dimensionează în așa fel încât $I_q = I_N$.

Ținând cont de faptul că prin dimensionarea magnetului permanent $I_d = 0$, fluxul statoric va avea expresia :

$$\psi_S = \sqrt{(M_E I_{E0})^2 + (L_q I_q)^2} \quad (2.14)$$

Punând fluxul dat de magnetul permanent sub forma:

$$M_E I_{E0} = \frac{\psi_S}{k_{MP}} \quad , \quad (2.15)$$

rezultă :

$$L_q I_q = \sqrt{\psi_S^2 - \left(\frac{\psi_S}{k_{MP}}\right)^2} = \psi_S \sqrt{1 - \left(\frac{1}{k_{MP}}\right)^2} \quad (2.16)$$

Înlocuind pe I_q în expresia cuplului electromagnetic obținem :

$$M_{elmg} = \frac{p_1 \frac{\psi_S}{k_{MP}} \psi_S \sqrt{1 - \left(\frac{1}{k_{MP}}\right)^2}}{L_q} = \frac{p_1 \psi_S^2 \sqrt{1 - \left(\frac{1}{k_{MP}}\right)^2}}{k_{MP} L_q} \quad (2.17)$$

Valoarea maximă a cuplului la k_{MP} variabil se obține prin anularea derivatei $\frac{dM_{elmg}}{dk_{MP}} = 0$, sau

$$k_{MP} = \sqrt{2} \quad ,$$

adică :

$$M_{elmg, \max, MP} = \frac{p_1 \psi_S^2}{2 L_q} \quad (2.18)$$

Mașina sincronă cu magneți permanenți poate dezvolta un cuplu mai mare ca mașina sincronă reactivă deoarece :

$$M_{elmag, \max MP} = M_{elmag, \max MSR} + \frac{p_1 \psi_S^2}{2 L_d} \quad , \quad (2.19)$$

În timp ce la mașina sincronă reactivă cuplul maxim are valoarea:

$$M_{elmag, \max MSR} = \frac{p_1 (L_d - L_q) \cdot \psi_S^2}{2 L_d L_q} \quad (2.20)$$

Factorul de putere la cuplu maxim este:

$$(\cos \varphi)_{M_{elmg, \max, MP}} = \frac{\omega M_{elmag, \max, MP}}{p_1 U_S I_S} = \frac{\omega M_E I_{E0} I_q}{\omega \psi_S I_q} = \frac{\psi_S}{k_{MP} \psi_S} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.7 \quad (2.21)$$

2.1.3 Mașina sincronă reactivă

Mașina sincronă reactivă (MSR) este cea mai simplă variantă constructivă de mașină sincronă, rotorul mașinii fiind un miez feromagnetic nesimetric.

Schema de principiu a modelului ortogonal al mașinii sincrone reactive este prezentată în figura 2.7.

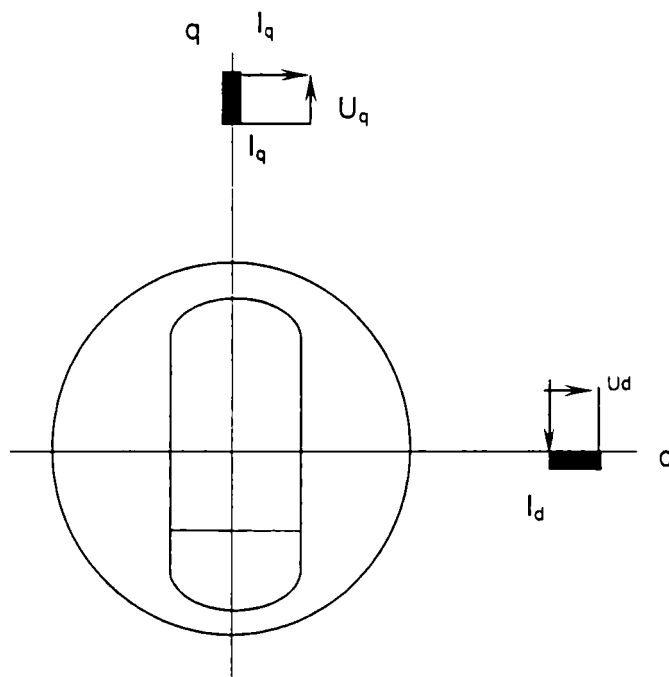


Fig. 2.7 Modelul ortogonal la mașina sincronă reactivă.

În figura 2.8 este prezentată o variantă constructivă a mașinii sincrone reactive ce se fabrică în mod curent.

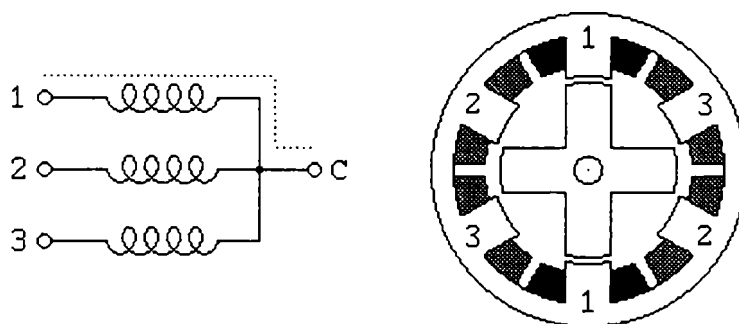


Fig. 2.8 Mașina sincronă reactivă.

Mașina sincronă reactivă din figura 2.8 are trei înfășurări conectate în stea. De regulă terminalul comun se leagă la polul pozitiv al sursei de alimentare iar înfășurările sunt alimentate secvențial.

Mașina prezentată mai sus se poate folosi ca motor pas cu pas, cu un pas de 30 de grade, sau se poate alimenta de la sistemul trifazat și în această situație este un motor sincron reactiv clasic.

Rotorul mașinii este cu 4 poli iar statorul cu 6 poli.

Modelul ortogonal la mașina sincronă reactivă

În modelul ortogonal cuplul electromagnetic la mașina sincronă reactivă (MSR) are valoarea:

$$M_{\text{elimag}} = p_1 (L_d - L_q) I_d \cdot I_q \quad (2.22)$$

Inductanțele L_d și L_q sunt puternic influențate de caracterul neliniar al circuitului magnetic.

La un gabarit al statorului dat rezultă pentru fluxul statoric o valoare bine precizată (maxim admisă). Scriind fluxul statoric sub forma :

$$\psi_s = \sqrt{L_d^2 I_d^2 + L_q^2 I_q^2} \quad , \quad (2.23)$$

rezultă expresia curentului I_q sub forma :

$$I_q = \frac{\sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 I_d^2}}{L_q} \quad (2.24)$$

Înlocuind pe I_q în expresia cuplului electromagnetic, se obține :

$$M_{\text{elimag}} = p_1 (L_d - L_q) I_d \cdot \frac{\sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 I_d^2}}{L_q} \quad (2.25)$$

Funcția $M_{\text{elimag}}(I_d)$ prezintă un maxim obținut din derivarea expresiei :

$$\frac{dM_{\text{elimag}}}{dI_d} = 0 \quad , \quad (2.26)$$

sau :

$$\frac{p_1 (L_d L_q)}{L_q} \sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 I_d^2} + \frac{p_1 (L_d - L_q) I_d}{L_q} \cdot \frac{-L_d^2 I_d}{\sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 I_d^2}} = 0 \quad , \quad (2.27)$$

de unde rezultă :

$$\psi_s^2 - L_d^2 I_d^2 - I_d^2 L_d^2 = 0 \quad , \quad (2.28)$$

obținându-se :

$$\boxed{I_d = \frac{\psi_s}{\sqrt{2} L_d}} \quad (2.29)$$

Din valoarea fluxului statoric ψ_s se obține valoarea curentului I_q :

$$I_q = \frac{\sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 I_d^2}}{L_q} \quad , \quad (2.30)$$

sau

$$\boxed{I_q = \frac{\psi_s}{\sqrt{2L_q}}} \quad , \quad (2.31)$$

și deci curentul total I este :

$$I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad , \quad (2.32)$$

sau

$$\boxed{I = \frac{\psi_s}{\sqrt{2}} \frac{\sqrt{L_d^2 + L_q^2}}{L_d L_q}} \quad (2.33)$$

În regim staționar ecuațiile motorului sincron reactiv sunt :

$$\begin{cases} U_d = R_d \cdot I_d - \omega L_q \cdot I_q \\ U_q = \omega L_d \cdot I_d + R_q I_q \end{cases} \quad , \quad (2.34)$$

de unde rezultă :

$$U^2 = R^2 I^2 - 2R\omega \cdot I_d I_q (-L_d + L_q) + \omega^2 \psi_s^2 \quad , \quad (2.35)$$

sau

$$U^2 = R^2 I^2 - 2R\omega \frac{\psi_s^2}{2L_d L_q} (L_d - L_q) + \omega^2 \psi_s^2 \stackrel{la R=0}{=} \omega^2 \psi_s^2 \quad (2.36)$$

Pentru I_d și I_q calculați anterior rezultă valoarea cuplului maxim :

$$\boxed{M_{el\max} = \frac{p_1 (L_d - L_q) \cdot \psi_s^2}{2L_d L_q}} \quad (2.37)$$

În această situație de optim, factorul de putere, la neglijarea rezistențelor statorice, are valoarea :

$$\cos \varphi = \frac{M_{\text{elmag}} \Omega_1}{UI} = \frac{(L_d - L_q) \psi_s^2 \sqrt{2L_d L_q}}{2L_d L_q \psi_s^2 \sqrt{L_d^2 + L_q^2}} = \frac{(L_d - L_q) L_d L_q}{\sqrt{2L_d L_q} \sqrt{L_d^2 + L_q^2}}, \quad (2.38)$$

sau:

$$\boxed{\cos \varphi = \frac{L_d - L_q}{\sqrt{2} \sqrt{L_d^2 + L_q^2}}} \quad (2.39)$$

Determinarea optimală a inductanțelor

Calculul inductanțelor L_d și L_q pentru realizarea unui cuplu maxim are în vedere un curent constant ($I = I_N$) absorbit de motor.

Cuplul electromagnetic fiind :

$$M_{\text{elmag}} = p_1 (L_d - L_q) I_d \cdot I_q, \quad (2.40)$$

și la

$$I_N^2 = I_d^2 + I_q^2, \quad (2.41)$$

sau

$$I_d^2 = I_N^2 - I_q^2, \quad (2.42)$$

cu I_q proporțional cu M_{elmag} ($I_q = KM_{\text{elmag}}$) se obține:

$$I_d^2 = I_N^2 - K^2 \cdot M_{\text{elmag}}^2, \quad (2.43)$$

și

$$M_{\text{elmag}} = p_1 (L_d - L_q) \cdot \sqrt{I_N^2 - K^2 M_{\text{elmag}}^2} \cdot KM_{\text{elmag}}; \quad (2.44)$$

rezultă :

$$1 = p_1 (L_d - L_q) K \cdot \sqrt{I_N^2 - K^2 M_{\text{elmag}}^2} \quad (2.45),$$

sau,

$$K^2 \cdot M_{\text{elmag}}^2 = I_N^2 - \frac{1}{[p_1 (L_d - L_q) K]^2} \quad (2.46)$$

Inductanțele L_d și L_q depind de geometria rotorului: $L_{d(x)}$, $L_{q(x)}$ unde $2X$ este grosimea rotorului (figura 2.9).

Maximul cuplului se obține prin derivare :

$$2M_{elmag} \cdot M'_{elmag} \cdot K^2 = 0 - \frac{2p_1 K (L_d - L_q)'_x}{[p_1 (L_d - L_q) K]^3} \quad , \quad (2.47)$$

și rezultă:

$$(L_{d(x)} - L_{q(x)})'_x = 0 \quad , \quad (2.48)$$

unde $2X$ este grosimea rotorului.

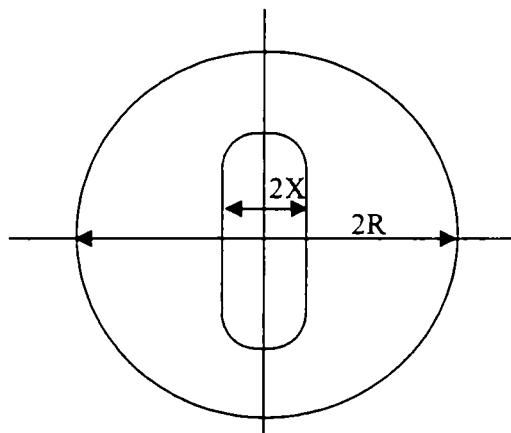


Fig. 2.9 Rotor de motor sincron reactiv.

La $X = 0$ și $X = R$ cele două inductanțe sunt egale : $L_d = L_q$. Variația cu X a inductanțelor este asemănătoare celei din figura 2.10.

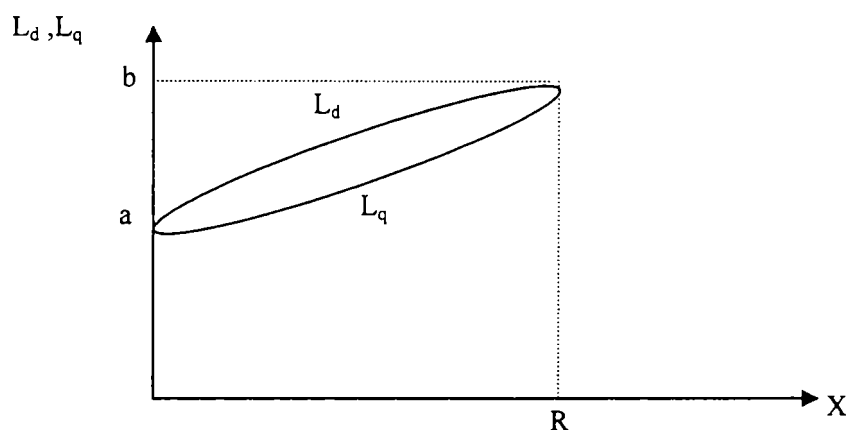


Fig. 2.10 Dependența inductanțelor de geometria rotorului.

Cele mai apropiate valori de realitate, ale lui L_q și L_d , se pot găsi numai prin metode numerice care țin seama de solicitările electromagnetice reale din mașină. Valorile lui L_q și L_d stabilite

prin metode numerice vor putea fi folosite apoi în modelul ortogonal. Acest aspect va fi tratat în cadrul tezei. La o variație a lui L_q propusă de autor de forma:

$$L_q = a + (b - a) \left(\frac{X}{R} \right)^2, \quad (2.49)$$

și a lui L_d de forma

$$L_d = a + (b - a) \sqrt{\frac{X}{R}}, \quad (2.50)$$

unde :

a - valoarea minimă a inductanțelor obținută pentru o mașină sincronă reactivă fără rotor;

b - valoarea maximă a inductanțelor obținută pentru o mașină sincronă reactivă cu rotor plin,

se obține derivata:

$$(L_d - L_q)'_X = (b - a) 2 \frac{X}{R^2} - (b - a) \frac{1}{2\sqrt{RX}} = 0, \quad (2.51)$$

de unde rezultă variabila X :

$$4X\sqrt{RX} = R^2, \quad (2.52)$$

sau :

$$16X^3R = R^4, \quad (2.53)$$

de unde:

$$X = \frac{R}{\sqrt[3]{16}}, \quad (2.54)$$

sau:

$$\boxed{X = 0,39R} \quad (2.55)$$

Valorile inductanțelor în acest caz, sunt :

$$\begin{aligned} L_d &= a + (b-a) \cdot 0,6245, \\ L_q &= a + (b-a) \cdot 0,1521, \end{aligned} \quad (2.56)$$

și deci diferența $L_d - L_q$ este:

$$L_d - L_q = (b-a) \cdot 0,4724, \quad (2.57)$$

sau,

$$L_d - L_q = (L_{\max} - L_{\min}) 0,4724 \quad , \quad (2.58)$$

deoarece,

$$\begin{aligned} L_{\max} &= b \quad , \\ L_{\min} &= a \end{aligned} \quad (2.59)$$

Presupunând miezul statoric nesaturat și cu $\mu \rightarrow \infty$ inductanța L_{\max} se calculează pentru mașina cu rotorul plin și are valoarea:

$$L_{\max} = \frac{N^2}{R_{\text{mag}}} = \mu_0 \frac{N^2 \cdot S}{2\delta} \quad , \quad (2.60)$$

unde :

- δ - întrefierul mașinii ;
- N - numărul de spire pe fază ;
- S - suprafața echivalentă .

Inductanța L_{\min} se calculează în mod analog, însă pentru mașina fără rotor ($\delta = R$)

$$L_{\min} = \mu_0 \frac{N^2 \cdot S}{2R} \quad (2.62)$$

Considerarea lui $\mu \neq \infty$ complică calculele și rezolvarea problemei se poate face numai prin metode numerice.

În aplicațiile practice, se utilizează pe scară tot mai largă mașina sincronă cu rotor asimetric fără magnet permanent, mașină a cărei schemă este prezentată în figura 2.7.

Aceste micromotoare reactive sunt mult mai ieftine de cât cele cu magneți permanenți, nu prezintă riscul de a fi demagnetizate în timp, însă au performanțe mai reduse, soluția fiind aplicabilă numai în regim de motor.

Problema optimizării mașinii sincrone, constituie tema tezei de doctorat.

Teza de doctorat are în vedere analizarea și optimizarea următoarelor tipuri de mașini:

- micromotoare cu magnet permanent în rotor;
- micromotoare fără magnet permanent în rotor;
- micromotoare pas cu pas.

2.2 Probleme generale privind magnetii permanenti

Caracteristica esențială pentru definirea unui magnet permanent este CURBA DE MAGNETIZARE – funcția $B = f(H)$ – figura 2.11.

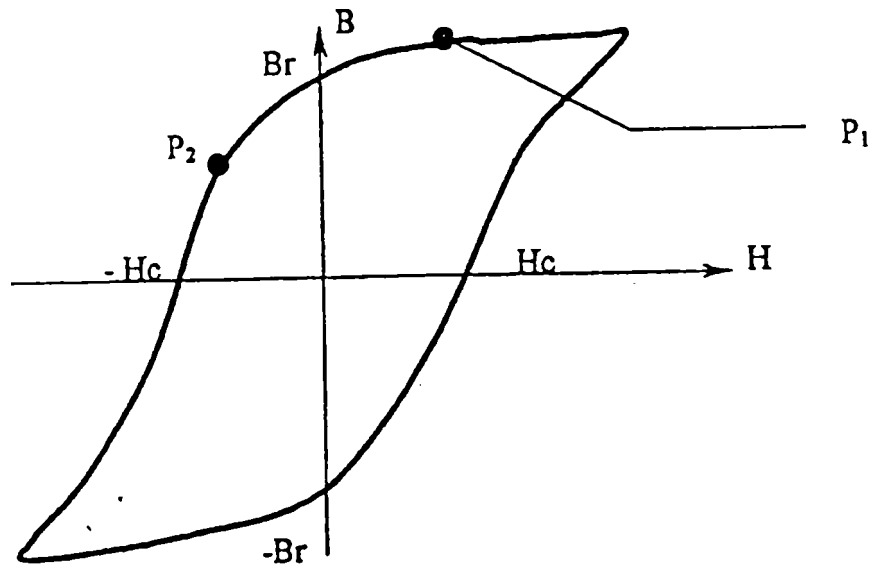


Fig. 2.11 Curba de magnetizare la un magnet permanent.

În timpul funcționării, în cazurile uzuale, funcționarea are loc în cadranul I(P_1) sau II(P_2).

Punctele importante pe această curbă de histereză sunt:

- inducția remanentă $-B_r-$,
- câmpul magnetic coercitiv $-H_c-$.

La câmpuri magnetice coercitive de valori mici se fabrică magneți permanenți moi (figura 2.12.) (orientativ $H_c \sim 200.000 [A/m]$) [B 18].

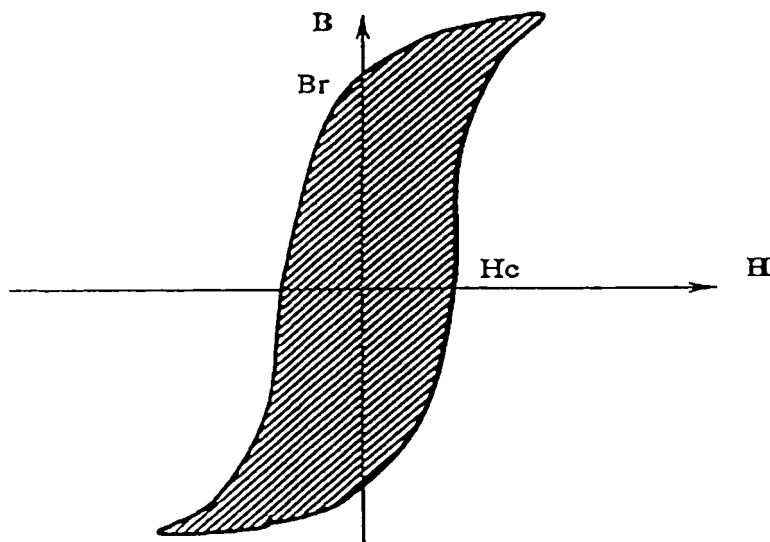


Fig. 2.12 Material magnetic moale.
 $H_c = (20.000 \div 200.000) [A/m]$.

Pentru materialele magnetice dure câmpul magnetic coercitiv este de valoare mare și curba de magnetizare are alura din figura 2.13.

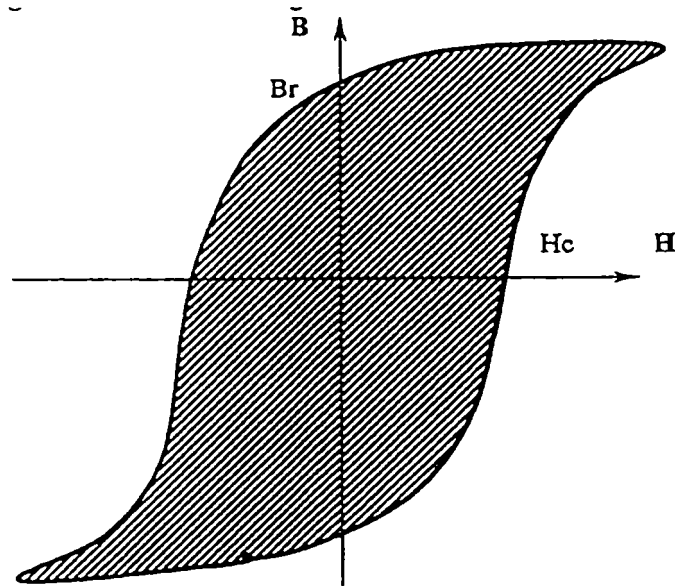


Fig.2.13 Material magnetic dur.
 $H_c = (500.000 \div 3.200.000)[A/m]$.

Energiile magnetice specifice mari se obțin la valori ridicate ale câmpului magnetic coercitiv. La magneții permanenți energiile specifice sunt cuprinse în domeniul:

$$W^* = 8 \div 360 [kJ/m^3] \quad (2.62)$$

Inducțiile remanente sunt cuprinse în intervalul:

$$B_r = 0,5 \div 1,5 [T] \quad (2.63)$$

Este foarte important ca temperatura de funcționare la care este supus magnetul permanent să nu depășească o valoare limită (temperatura CURIE), deoarece peste această valoare se pierde magnetizarea.

Temperaturile critice la magneții permanenți au valorile în intervalul:

$$T_c = 400 \div 700 [^{\circ}C] \quad (2.64)$$

Chiar dacă nu este depășită temperatura critică, se observă un proces de îmbătrânire pentru magneții permanenți care funcționează la temperaturi ridicate. Procesul de îmbătrânire este cu atât mai pronunțat cu cât temperatura este mai ridicată.

În cazul magneților permanenți legea legăturii între vectorii \vec{B} și \vec{H} se scrie sub forma:

$$\overline{B} = \mu \cdot \overline{H} + \overline{B}_r \quad (2.65)$$

Pentru $\overline{H} = 0$ se obține:

$$\overline{B} = \overline{B}_r \quad , \quad (2.66)$$

iar pentru $-\overline{H}_c = \overline{H}$:

$$\overline{B}_r = \mu \cdot \overline{H}_c \quad (2.67)$$

Se face mențiunea că permeabilitatea magnetică μ este dependentă de punctul de funcționare, deci nu are o valoare constantă.

Magneți permanenți pe bază de pământuri rare sunt următorii [B18]:

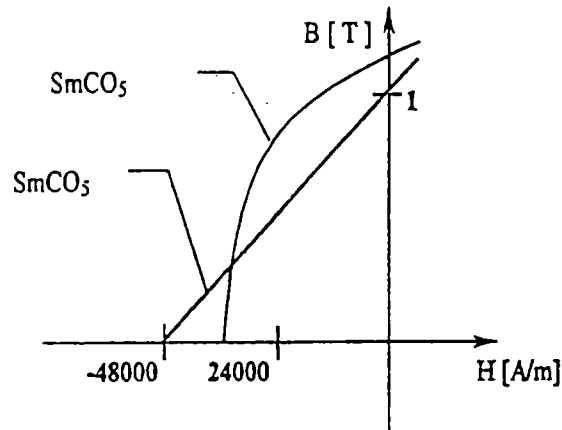


Fig.2.14 Magneți permanenți cu samariu

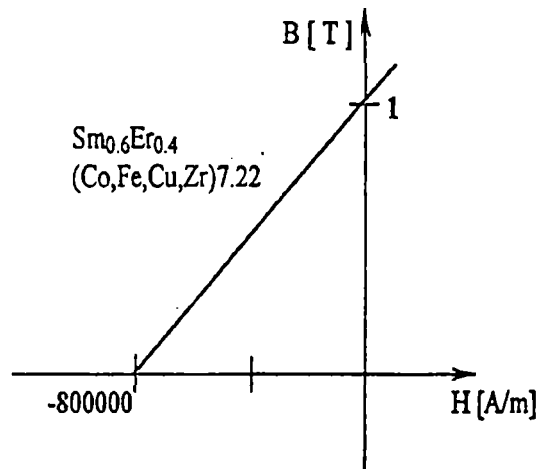


Fig.2.15 Magnet permanent din material magnetic dur.

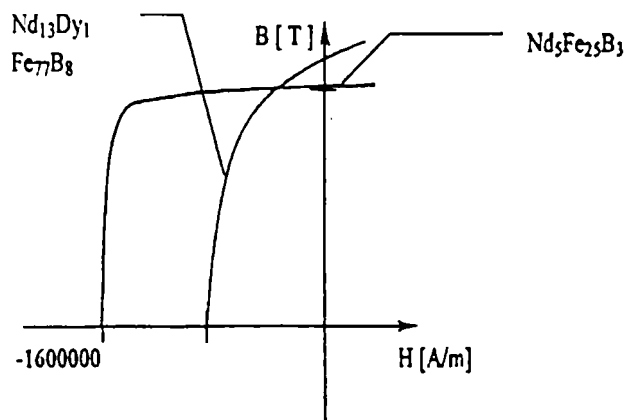


Fig.2.16 Magnet permanent pe bază de neodym.

Proprietățile magneților permanenți folosiți curent în construcția mașinilor electrice sunt următoarele [B18]:

ALNICO 8	$B_r = 1.1[\text{T}];$	$H_c = 132[\text{kA/m}];$	$(BH)_{\max} = 88[\text{kJ/m}^3];$
TICONAL G	$B_r = 1.18[\text{T}];$	$H_c = 105,2[\text{kA/m}];$	$(BH)_{\max} = 88[\text{kJ/m}^3];$
SERMALOY A ₁	$B_r = 0.7[\text{T}];$	$H_c = 160[\text{kA/m}];$	$(BH)_{\max} = 46[\text{j/m}^3];$
ALNICO 600	$B_r = 1.16[\text{T}];$	$H_c = 520[\text{kA/m}];$	$(BH)_{\max} = 30[\text{j/m}^3];$
FE-CR-CO	$B_r = 1.3[\text{T}];$	$H_c = 50[\text{kA/m}];$	$(BH)_{\max} = 40[\text{j/m}^3];$
CU-NI-CO	$B_r = 0.34[\text{T}];$	$H_c = 64[\text{kA/m}];$	
CU-NI-FE	$B_r = 0.54[\text{T}];$	$H_c = 44[\text{kA/m}];$	
FERITE		$H_c = 500 \div 1.000[\text{kA/m}].$	

Magneții permanenți costă în jurul valorii de 100[\$/kg].

Maximul energiei specifice este dat de expresia:

$$W^* = B_s^2 / (4\mu_0) \quad (2.68)$$

2.2.1. Circuite magnetice cu magneți permanenți

Un circuit cu magnet permanent, întrefier și jug magnetic este prezentat în figura 2.17.

Datele circuitului:

- δ (întrefierul)
- l_{Fe} (lungimea liniei de câmp în miezul feromagnetic)
- l_m (lungimea liniei de câmp în magnetul permanent)

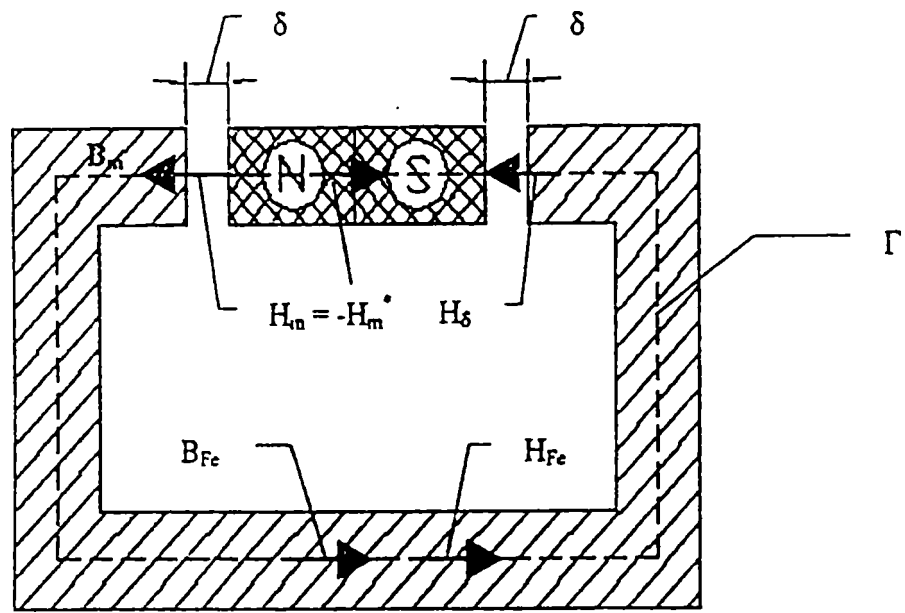


Fig.2.17 Circuit magnetic elementar cu magnet permanent.

Legea circuitului magnetic pe curba închisă " Γ " se scrie sub forma:

$$\oint_{\Gamma} \vec{H} \cdot d\vec{l} = 0 \quad , \quad (2.69)$$

sau în mod explicit:

$$2 \cdot H_{\delta} \cdot \delta + H_{Fe} \cdot l_{Fe} + H_m \cdot l_m = 0 \quad , \quad (2.70)$$

unde: H_{δ} , H_{Fe} , H_m sunt intensitățile câmpului magnetic în întrefier, fier și magnetul permanent.

Observație:

În interiorul magnetului permanent vectorii \vec{B} și \vec{H} sunt opuși și astfel, pentru câmpul magnetic \vec{H} se lucrează cu valori negative.

Pe curba de magnetizare a magnetului permanent punctul de funcționare este P_1 (fig.2.18).

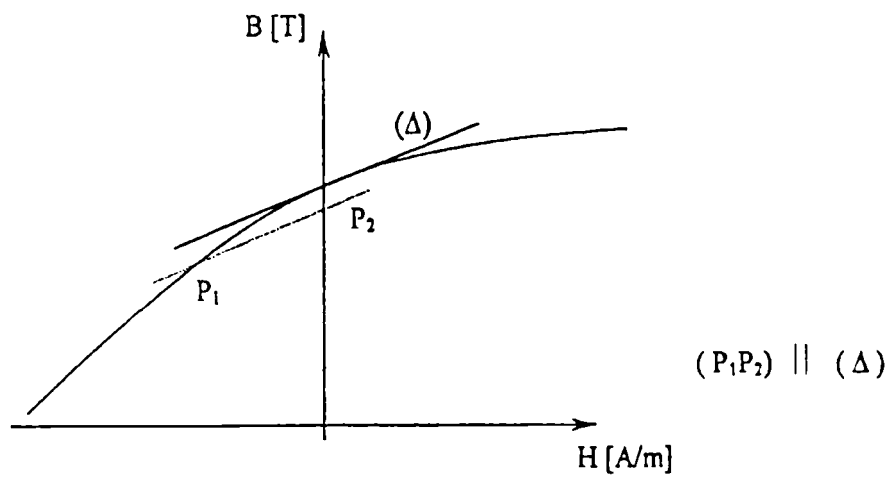


Fig.2.18 Punctele de funcționare pentru un magnet permanent.

Circuitul magnetic cu magnet permanent și înfășurarea plasată pe miezul feromagnetic și parcursă de un curent continuu este prezentat în figura 2.19.

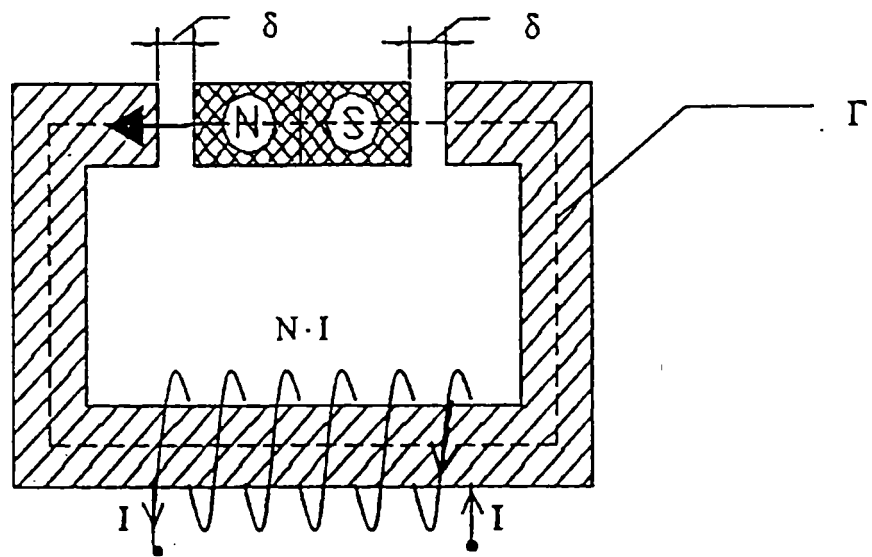


Fig.2.19 Circuit magnetic cu magnet permanent și înfășurare de excitație.

În acest caz legea circuitului magnetic pe curba “ Γ ” se scrie astfel:

$$2 \cdot H_{\delta} \cdot \delta + H_{Fe} \cdot l_{Fe} + H_m \cdot l_m = N \cdot I \quad (2.71)$$

Pentru un punct oarecare P la considerarea unei dependențe liniare între B și H (sistemul neliniar se asimilează cu unul liniar) se poate scrie, conform figurii 2.20, relația:

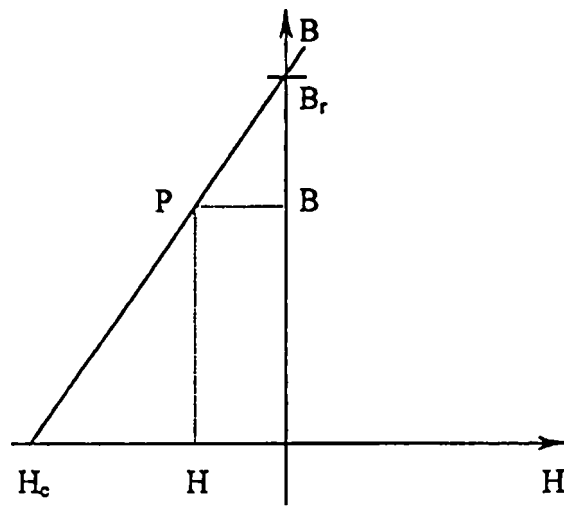


Fig.2.20 Aproximarea liniară a dependenței $B = f(H)$.

$$\frac{B}{B_r} = \frac{H_c - H}{H_c} \quad , \quad (2.72)$$

$$H = H_c \cdot \left(1 - \frac{B}{B_r}\right) \quad . \quad (2.73)$$

În acest caz, la neglijarea tensiunii magnetice din fier, pentru circuitul magnetic din figura 2.19, legea circuitului magnetic pe curba “ Γ ” conduce la expresia:

$$2 \cdot H_\delta \cdot \delta - 2 \cdot H_m \cdot a = N \cdot I \quad , \quad (2.74)$$

sau:

$$2 \cdot H_\delta \cdot \delta - 2 \cdot H_c \cdot \left(1 - \frac{B}{B_r}\right) \cdot a = N \cdot I \quad (2.75)$$

Considerând conservarea componentelor normale ale lui B, rezultă că $B = \mu_0 \cdot H_\delta$ și, deci:

$$H_\delta = \frac{N \cdot I + H_c \cdot a}{2 \cdot \delta + 2 \cdot a \cdot \mu_0 \cdot \frac{H_c}{B_r}} \quad (2.76)$$

Când $N \cdot I$ și B_r sunt opuși, relația de mai sus se scrie astfel:

$$H_\delta = \frac{N \cdot I - H_c \cdot a}{2 \cdot \delta - 2 \cdot a \cdot \mu_0 \cdot \frac{H_c}{B_r}} \quad (2.77)$$

Câmpul magnetic coercitiv, H_c , în relațiile de mai sus, se consideră în valoare absolută, fiind deci o mărime pozitivă.

2.3. Micromotoare monofazate cu magneti permanenți moi

Așa cum s-a prezentat anterior la materialele magnetice "moi" există o dependență liniară a inducției magnetice B față de intensitatea câmpului magnetic H .

În tehnica de calcul și în acționări electrice de precizie sunt foarte răspândite micromotoarele cu rotor nesimetric cu magnet permanent. Rotorul are o coajă cu magnet permanent și excitația monofazată este în stator (fig. 2.21).

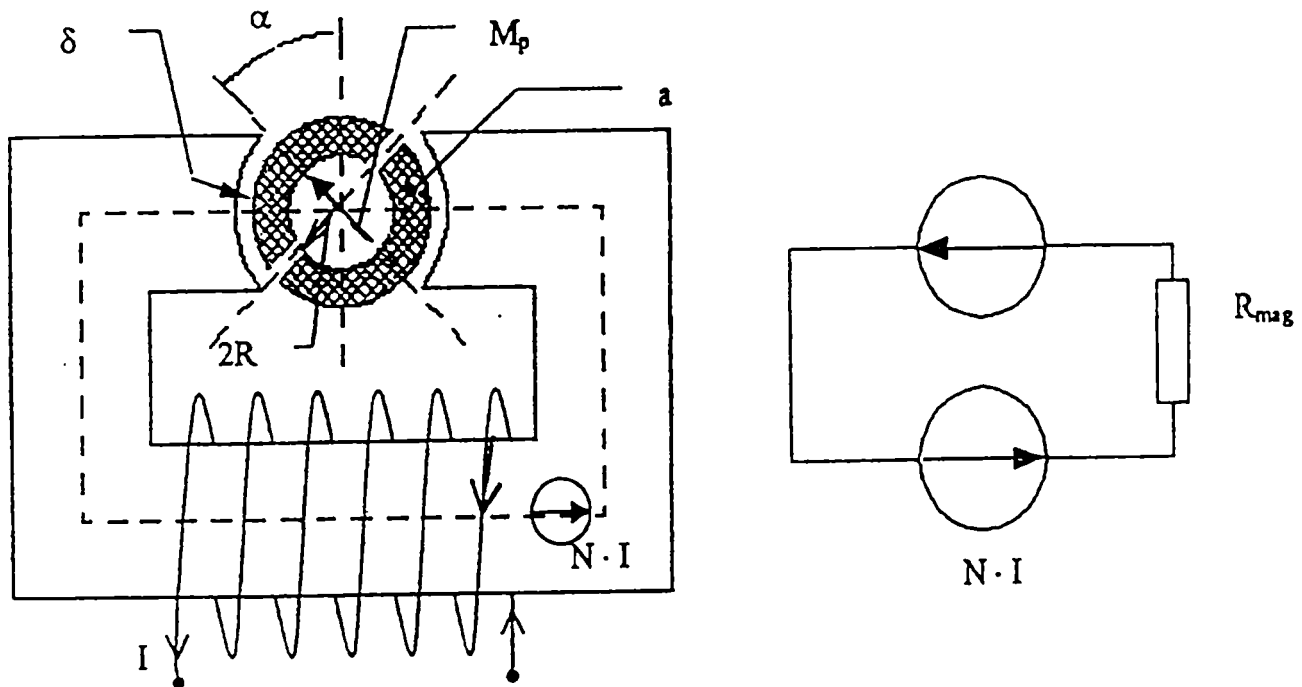


Fig.2.21 Motor sincron cu magnet permanent
a). construcție
b). schema circuitului magnetic.

Considerând $\mu_{Fe} \rightarrow \infty$, în acest caz legea circuitului magnetic se scrie astfel:

$$N \cdot I = 2 \cdot H_{\delta} \cdot \delta + 2 \cdot H_m \cdot a \quad (2.78)$$

Deoarece în magnetul permanent legea legăturii între vectorii \overline{B} , \overline{M} și \overline{H} se scrie sub forma:

$$\overline{B}_m = \mu \cdot \overline{H}_m + \mu_0 \cdot \overline{M}_p \quad , \quad (2.79)$$

relația (2.78), prin proiecția vectorului \overline{H}_m pe axa câmpului longitudinal, devine:

$$N \cdot I = 2 \cdot H_{\delta} \cdot \delta + 2 \cdot a \cdot \frac{B_m \cdot \sin \alpha - \mu_0 \cdot M_p \cdot \sin \alpha}{\mu} \quad , \quad (2.80)$$

sau:

$$N \cdot I + 2 \cdot M_r \cdot \sin \alpha \cdot a \cdot \frac{\mu_0}{\mu} = 2 \cdot H_\delta \cdot \delta + 2 \cdot \frac{B_m}{\mu} \cdot \sin \alpha \cdot a \quad (2.81)$$

Punând:

$$\mu_0 \cdot M_r = B_r, \quad (2.82)$$

relația (2.81) se transformă în:

$$\frac{N \cdot I + 2 \cdot B_r \cdot a \cdot \sin \alpha}{\mu} = 2 H_\delta \cdot \delta + 2 \cdot \frac{B_m}{\mu} \cdot a \cdot \sin \alpha \quad (2.83)$$

Conservarea componentelor normale ale lui B conduce la egalitatea:

$$B_m = B_\delta, \quad (2.84)$$

deci, pentru o valoare dată (B_δ) a inducției magnetice rezultă solenația necesară.

În relațiile de mai sus intervine permeabilitatea magnetică μ care este dependentă de punctul de funcționare.

Considerând relațiile (2.74) și (2.75) câmpul magnetic din întrefier (H_δ) se poate scrie sub forma:

$$H_\delta = \frac{N \cdot I + H_c \cdot a \cdot \sin \alpha}{2 \cdot \left(\delta + \frac{a \cdot \mu_0 \cdot H_c \cdot \sin \alpha}{B_r} \right)} \quad (2.85)$$

Variația energiei magnetice determină valoarea cuplului electromagnetic.

Energia magnetică din întrefier se calculează ușor, cunoscând pe H_δ și are valoarea:

$$W_{mag\delta} = \frac{1}{2} \cdot B_\delta \cdot H_\delta \cdot V_{aer} = \frac{1}{2} \cdot H_\delta^2 \cdot \mu_0 \cdot V_{aer} = \frac{1}{2} \cdot H_\delta^2 \cdot \mu_0 \cdot 2\pi \cdot R \cdot \delta \cdot l \quad (2.86)$$

Energia magnetică din magnetul permanent în unitatea de volum este:

$$\begin{aligned} W^* &= \int_0^B H \cdot dB = \int_0^B H_c \cdot \left(1 - \frac{B}{B_r}\right) \cdot dB = H_c \cdot B - \frac{1}{2} \cdot H_c \cdot \frac{B^2}{B_r} = \\ &= H_c \cdot B \cdot \left(1 - \frac{B}{2 \cdot B_r}\right) = \mu_0 \cdot H_\delta \cdot H_c \cdot \left(1 - \frac{\mu_0 \cdot H_\delta}{2 \cdot B_r}\right) \end{aligned} \quad (2.87)$$

iar în volumul magnetului permanent:

$$W_{magMP} = W^* \cdot V_{MP} = \mu_0 \cdot H_\delta \cdot H_c \cdot \left(1 - \frac{\mu_0 \cdot H_\delta}{2 \cdot B_r}\right) \cdot 2\pi \cdot R \cdot a \cdot l \quad (2.88)$$

La calculul cuplului, nu valoarea energiei magnetice are importanță, ci variația ei cu poziția rotorului.

La un sfert de rotație a rotorului, variația energiei magnetice din magnetul permanent este:

$$\Delta W = W_{1MP} - W_{2MP} \quad (2.89)$$

câmpul H_m din magnetul permanent modificându-se cu ΔH (fig.2.22.).

În această situație variația energiei magnetice din magnetul permanent se poate scrie sub forma de mai jos:

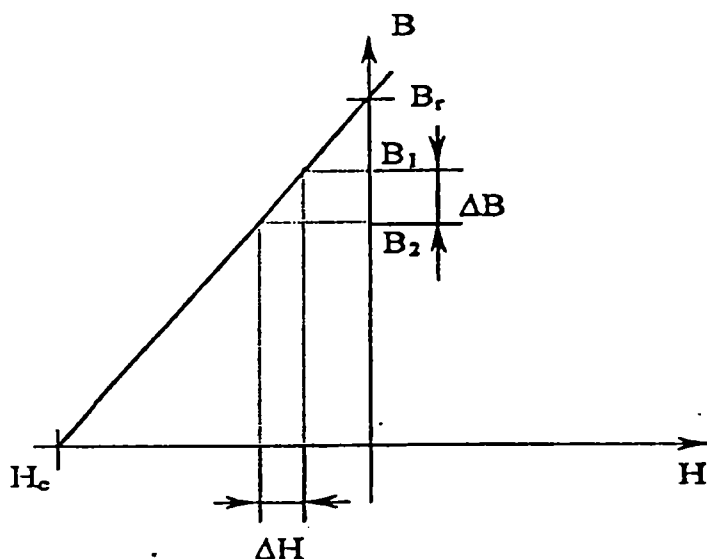


Fig.2.22 Zona de funcționare la magnetul permanent.

$$\begin{aligned} \Delta W_{MP} &= \int_V \int_{B_2}^{B_1} H \cdot dB \cdot dV = \int_V \int_{B_2}^{B_1} H_c \cdot \left(1 - \frac{B}{B_r}\right) \cdot dB \cdot dV = \\ &= H_c \cdot \int_V (B_1 - B_2) \cdot dV - \frac{H_c}{2 \cdot B_r} \cdot \int_V (B_1^2 - B_2^2) \cdot dV = \\ &= H_c \cdot \Delta B \cdot V_{MP} - \frac{H_c}{B_r} \cdot \Delta B \cdot B_{mediu} \cdot V_{MP} = \\ &= H_c \cdot \Delta B \cdot V_{MP} \cdot \left(1 - \frac{B_{mediu}}{B_r}\right) \quad (2.90) \end{aligned}$$

unde:

$$B_{mediu} = \frac{B_1 + B_2}{2} \quad (2.91)$$

Inducția magnetică minimă B_2 se obține pentru $\alpha = 0$ (relația 2.85)

$$B_2 = \mu_0 \cdot H_{\delta \min} = \mu_0 \cdot \frac{N \cdot I}{2 \cdot \delta} \quad (2.92)$$

iar valoarea maximă B_1 pentru $\alpha = \frac{\pi}{2}$:

$$B_1 = \mu_0 \cdot H_{\delta \max} = \mu_0 \cdot \frac{N \cdot I + H_c \cdot a}{2 \cdot (\delta + a \cdot \mu_0 \cdot \frac{H_c}{B_r})} \quad (2.93)$$

Prin urmare ΔB și B_{mediu} se scriu sub forma:

$$\Delta B = B_1 - B_2 = \mu_0 \cdot \frac{H_c \cdot a \cdot (\delta - \frac{N \cdot I \cdot \mu_0}{B_r})}{2 \cdot \delta \cdot (\delta + \frac{a \cdot \mu_0 \cdot H_c}{B_r})}, \quad (2.94)$$

$$B_{\text{mediu}} = \frac{B_1 + B_2}{2} = \frac{2 \cdot N \cdot I \cdot \delta + H_c \cdot a \cdot [\delta + (N \cdot I \cdot \mu_0) / B_r]}{2 \cdot \delta \cdot [\delta + (a \cdot \mu_0 \cdot H_c) / B_r]} \quad (2.95)$$

Variația energiei magnetice din întrefier ΔW_δ , la un sfert de rotație se obține pentru $H_{\delta \max}$ și $H_{\delta \min}$ sub forma:

$$\begin{aligned} \Delta W_\delta &= \frac{\mu_0}{2} \cdot V_\delta \cdot [H_{\delta \max}^2 - H_{\delta \min}^2] = \\ &= \frac{\mu_0}{8} \cdot V_\delta \cdot \left[\frac{(N \cdot I + H_c \cdot a)^2}{(\delta + \frac{a \cdot \mu_0 \cdot H_c}{B_r})^2} - \frac{(N \cdot I)^2}{\delta^2} \right] \end{aligned} \quad (2.96)$$

Observație: Relațiile de mai sus sunt aplicabile la $B \leq B_r$.

Cuplul dezvoltat de motor pentru $\Delta \alpha = \pi/2$ va fi:

$$M = \frac{\Delta W}{\Delta \alpha} = [H_c \cdot \Delta B \cdot V_{MP} \cdot (1 - \frac{B_{\text{mediu}}}{B_r}) + \Delta W_\delta] \cdot \frac{2}{\pi} \quad (2.97)$$

O expresie similară se poate obține pentru cuplu și din derivata energiei magnetice în raport cu unghiul α . Se folosesc expresiile (2.86) și (2.88) pentru energii și se poate scrie:

$$\begin{aligned} M_{(\alpha)} &= \frac{d}{d\alpha} \cdot (W_{\text{magMP}} + W_{\text{mag}\delta}) = \\ &= \frac{d}{d\alpha} \cdot \left[\mu_0 \cdot H_\delta \cdot H_c \cdot (1 - \frac{\mu_0 \cdot H_\delta}{2 \cdot B_r}) \cdot 2\pi \cdot R \cdot a \cdot 1 + \frac{1}{2} \cdot \mu_0 \cdot H_\delta^2 \cdot 2\pi \cdot R \cdot \delta \cdot 1 \right] = \\ &= \underbrace{\mu_0 \cdot H'_\delta \cdot H_c \cdot (1 - \frac{\mu_0 \cdot H_\delta}{B_r}) \cdot 2\pi \cdot R \cdot a \cdot 1}_{\text{cuplul dat de magnetul permanent}} + \underbrace{\mu_0 \cdot H'_\delta \cdot H_\delta \cdot 2\pi \cdot R \cdot \delta \cdot 1}_{\text{cuplul dat de solenația NI}}, \end{aligned} \quad (2.98)$$

unde:

$$H'_\delta = \frac{H_c \cdot a \cdot \cos \alpha \cdot \delta \cdot \frac{N \cdot I \cdot \mu_0}{B_r}}{2 \cdot \left(\delta + \frac{a \cdot \mu_0 \cdot H_c \cdot \sin \alpha}{B_r} \right)^2} \quad (2.99)$$

Relația (2.97) poate aproxima cuplul mediu al micromotorului, pe când relația (2.98) dă o valoare momentană pentru cuplu, fiind o expresie care depinde de unghiul “ α ”.

2.4 Micromotoare monofazate cu magneți permanenți duri

Geometria micromotorului este aceeași ca și la micromotorul monofazat cu magneți permanenți moi. Diferența dintre cele două tipuri de micromașini constă în forma diferită a curbei de magnetizare.

În acest caz dependența B(H) se consideră dreptunghiulară, așa ca în figura 2.23

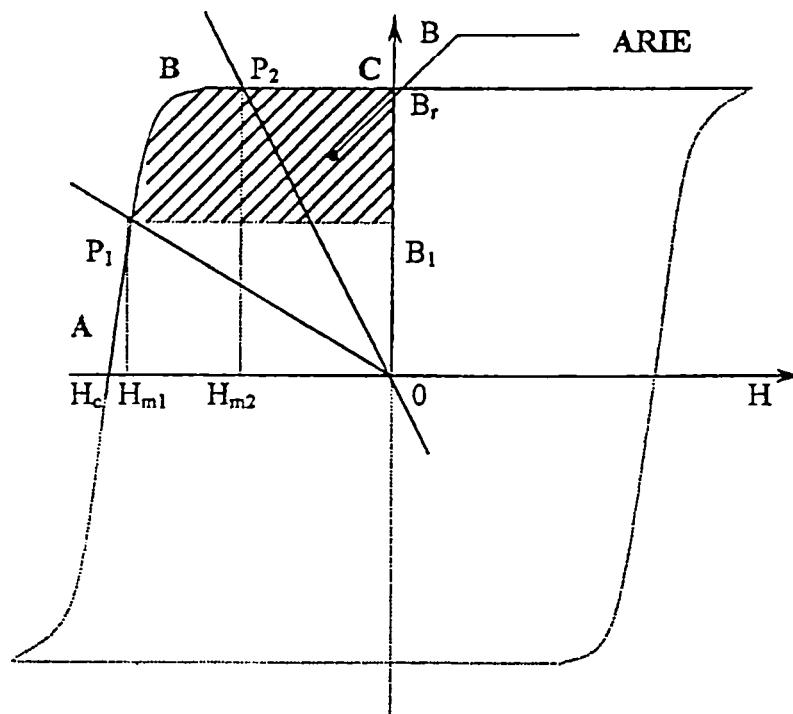


Fig.2.23 Curba de magnetizare dreptunghiulară.

$$B_r \cong 1[\text{T}]$$

$$H_c = (30.000 \div 1.500.000)[\text{A/m}].$$

În această situație câmpul magnetic coercitiv H_c are valori cuprinse în plaja:

$$H_c = (30.000 \div 1.500.000)[A/m] \quad , \quad (2.100)$$

și pentru inducția remanentă B_r valorile sunt în jurul la 1[T].

Legea circuitului magnetic, în cazul $B = ct. = B_r =$ porțiunea BC, conduce la:

$$2 \cdot H_\delta \cdot \delta - 2 \cdot H_m \cdot a = N \cdot I \quad , \quad (2.101)$$

cu: $B_\delta = B_r = B_m = \mu_0 \cdot H_\delta$ obținând:

$$2 \cdot \frac{B_r}{\mu_0} \cdot \delta - 2 \cdot H_m \cdot a = N \cdot I \quad , \quad (2.102)$$

adică:

$$H_m = \frac{\left[2 \cdot \frac{B_r}{\mu_0} \cdot \delta - N \cdot I \right]}{2 \cdot a} \quad (2.103)$$

În întrefier câmpul magnetic este constant deoarece inducția este constantă din legea fluxului magnetic și egală cu B_r :

$$H_\delta = \frac{B_r}{\mu_0} \quad , \quad (2.104)$$

energia magnetică se modifică cu poziția numai în magnetul permanent și variația sa are valoarea:

$$\Delta W = \int_{B_{min}}^{B_{max}} H \cdot dB \cdot V_{MP} \quad (2.105)$$

În zona BC, deoarece $B \approx B_r = ct.$, rezultă $dB = 0$ și $\Delta W \rightarrow 0$, adică funcționarea în imediata vecinătate a punctului P_2 conduce la variații foarte mici ale energiei magnetice în raport cu poziția rotorului și, deci, cuplul electromagnetic obținut este mic.

Este deci util ca la aceste tipuri de magneți permanenți, funcționarea să fie între P_1 (la $I = 0$) și P_2 (la $I = \text{maxim}$).

În punctul P_1 legea circuitului magnetic se scrie astfel:

$$2 \cdot H_{\delta 1} \cdot \delta - 2 \cdot H_{m1} \cdot a = N \cdot I \quad , \quad (2.106)$$

sau, deoarece $H_{m1} \cong H_c$, rezultă:

$$2 \cdot H_{\delta 1} \cdot \delta - 2 \cdot H_c \cdot a = N \cdot I \quad , \quad (2.107)$$

adică:

$$H_{\delta 1} = \frac{N \cdot I_1 + 2 \cdot H_c \cdot a}{2 \cdot \delta} = \frac{B_1}{\mu_0} \quad (2.108)$$

În punctul P_2 , deoarece $H_{\delta} \cong \frac{B_r}{\mu_0} \cong \text{ct.}$ Rezultă că este foarte puțin importantă valoarea câmpului H_{m2} :

$$H_{m2} = \frac{2 \cdot \frac{B_r}{\mu_0} \cdot \delta - N \cdot I_2}{2 \cdot a}, \quad (2.109)$$

care trebuie însă să fie mai mic decât H_c ($|H_{m2}| < |H_c|$).

Acest rezultat este, practic aplicabil la modificarea lui "I". Nu este necesar să se mărească cu mult solenația peste valoarea critică $N \cdot I_{\text{critic}}$:

$$N \cdot I_{\text{critic}} = \frac{2 \cdot B_r \cdot \delta}{\mu_0} - 2 \cdot H_c \cdot a = 2 \cdot \left[\frac{B_r}{\mu_0} \cdot \delta - H_c \cdot a \right] \quad (2.110)$$

La o variație sinusoidală a curentului I, variația energiei magnetice în întrefier când rotorul face o jumătate de rotație, va fi:

$$\Delta W_{\text{mag}\delta} = \frac{\mu_0}{2} \cdot 2\pi \cdot R \cdot \delta \cdot 1 \cdot (H_{\delta 2}^2 - H_{\delta 1}^2), \quad (2.111)$$

unde:

$$H_{\delta 2} = H_{\delta \text{max}} = \frac{2 \cdot H_{m2} \cdot a + N \cdot I \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \delta} \cong \frac{B_r}{\mu_0}, \quad (2.112)$$

$$H_{\delta_1} = H_{\delta_{\min}} = \frac{2 \cdot H_{m1} \cdot a - N \cdot I \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \delta} \cong \frac{2 \cdot H_c \cdot a - N \cdot I \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \delta} = \frac{B_1}{\mu_0} \quad (2.113)$$

Cuplul electromagnetic se calculează din variația energiei magnetice.

Variația energiei din magnetul permanent, în aceleași condiții ca mai înainte este:

$$\Delta W_{MP} = A_{MP} \cdot V_{MP} \cong (B_r - B_1) \cdot H_c \cdot 2\pi \cdot R \cdot a \cdot l \quad (2.114)$$

unde A_{MP} este aria hașurată din figura 2.23.

Variația totală a energiei electromagnetice din ansamblul rotor-întrefier la o jumătate de perioadă va fi:

$$\Delta W = \Delta W_{mag\delta} + \Delta W_{MP} \quad , \quad (2.115)$$

și, astfel cuplul electromagnetic dezvoltat de micromotor are valoarea:

$$\begin{aligned} M &= \frac{\Delta W}{\Delta \alpha} = \frac{P}{\pi} \cdot 2\pi \cdot R \cdot l \cdot \left[a \cdot H_c \cdot (B_r - B_1) + \frac{\mu_0}{2} \cdot \delta \cdot (H_{\delta_2}^2 - H_{\delta_1}^2) \right] = \\ &= 2 \cdot p \cdot R \cdot l \cdot \left\{ a \cdot H_c \cdot (B_r - B_1) + \frac{\mu_0}{2} \cdot \delta \cdot \left[\left(\frac{B_r}{\mu_0} \right)^2 - \left(\frac{B_1}{\mu_0} \right)^2 \right] \right\} \quad , \quad (2.116) \end{aligned}$$

unde p este numărul perechilor de poli.

Evident, micromotorul va avea o turație sincronă dependentă de frecvența:

$$n_1 = \frac{f}{p} \quad (2.117)$$

Dimensionarea mașinii are în vedere alegerea valorii pentru inducția B_1 .

În mod practic $B_1 \rightarrow B_r$ și funcționarea micromotorului va fi cu $P_1 \rightarrow B$, așa, ca în figura 2.24.

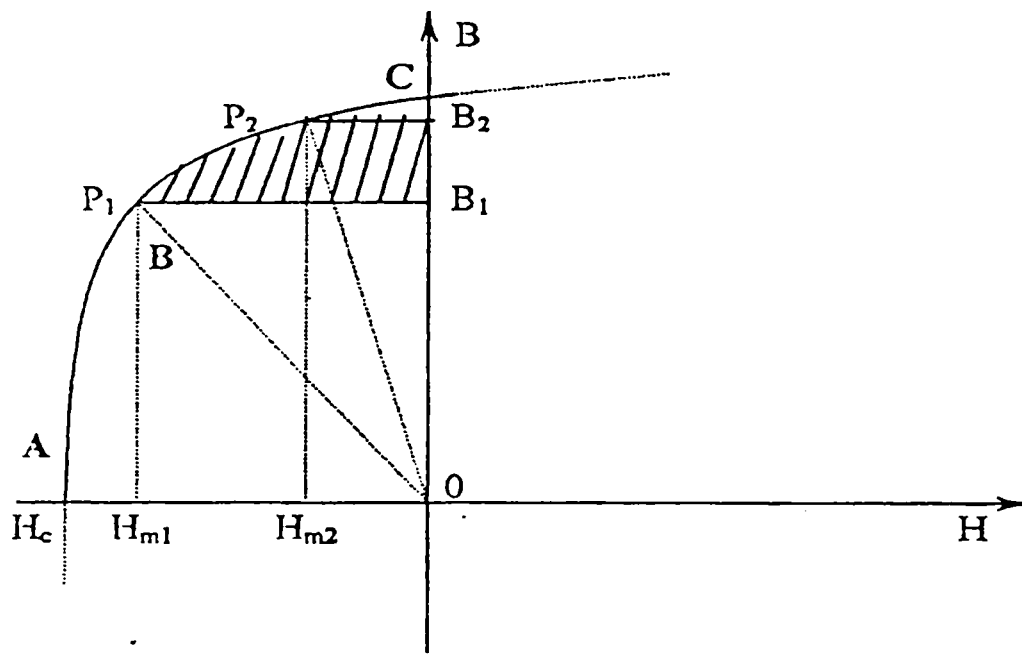


Fig.2.24 Curba reală de magnetizare.

În întrefier valorile câmpului H_{δ} se vor calcula cu relațiile:

$$H_{\delta 1(P1)} = H_{\delta \min} = \frac{2 \cdot H_{m1} \cdot a - N \cdot I \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \delta} \quad , \quad (2.118)$$

$$H_{\delta 2(P2)} = H_{\delta \max} = \frac{2 \cdot H_{m2} \cdot a + N \cdot I \cdot \sqrt{2}}{2 \cdot \delta} \quad (2.119)$$

Variația energiei din magnetul permanent, având în vedere aria hașurată din figura 2.24., se scrie sub forma:

$$\Delta W_{MP} = \frac{H_{m2} + H_{m1}}{2} \cdot \frac{B_r - B_1}{2} \cdot 2\pi \cdot R \cdot a \cdot l \quad (2.120)$$

Cuplul electromagnetic în acest caz se poate calcula cu relația:

$$M = 2 \cdot p \cdot R \cdot l \cdot \left[\frac{(H_{m2} + H_{m1}) \cdot (B_r - B_1) \cdot a}{4} + \frac{\mu_0}{2} \cdot \delta \cdot (H_{\delta 2}^2 - H_{\delta 1}^2) \right] \quad (2.121)$$

Energia cinetică a rotorului: $J \cdot \frac{\Omega^2}{2}$ se acumulează într-o jumătate de rotație și este necesar ca momentul de inerție să fie mai mic decât:

$$J \leq \frac{2 \cdot (\Delta W_{MP} + \Delta W_{mag\delta})}{\Omega^2} = \frac{p^2 \cdot 2\pi \cdot R \cdot 1}{2\pi^2 \cdot f^2} \cdot \left[a \cdot \frac{(H_{m2} + H_{m1})}{2} \cdot (B_r - B_1) + \frac{\mu_0}{2} \cdot \delta \cdot (H_{\delta 2}^2 - H_{\delta 1}^2) \right] , \quad (2.122)$$

sau:

$$J \leq \frac{p^2 \cdot R \cdot 1}{\pi \cdot f^2} \cdot \left[a \cdot \frac{(H_{m2} + H_{m1})}{2} \cdot (B_r - B_1) + \frac{\mu_0}{2} \cdot \delta \cdot (H_{\delta 2}^2 - H_{\delta 1}^2) \right] \quad (2.123)$$

pentru ca mașina să poată porni în timpul impus de perioada tensiunii rețelei de alimentare.

2.5 Micromotoare monofazate cu rotor pasiv

În acționările de mică putere se utilizează pe scară largă și varianta cu rotor asimetric fără magnet permanent – variantă numită în lucrare mașină sincronă cu rotor pasiv. Aceste micromașini sunt mult mai ieftine ca cele cu magnet permanent și nu prezintă riscul de a fi demagnetizate în timp.

Au, însă performanțe mai reduse ca cele cu magneți permanenți și soluția este aplicată numai în regim de motor.

Rotorul este nesimetric și se execută din tole normale, realizându-se pe cât posibil o diferență cât mai mare între inductivitatea după axa longitudinală (L_d) și cea transversală (L_q) (figura 2.25)

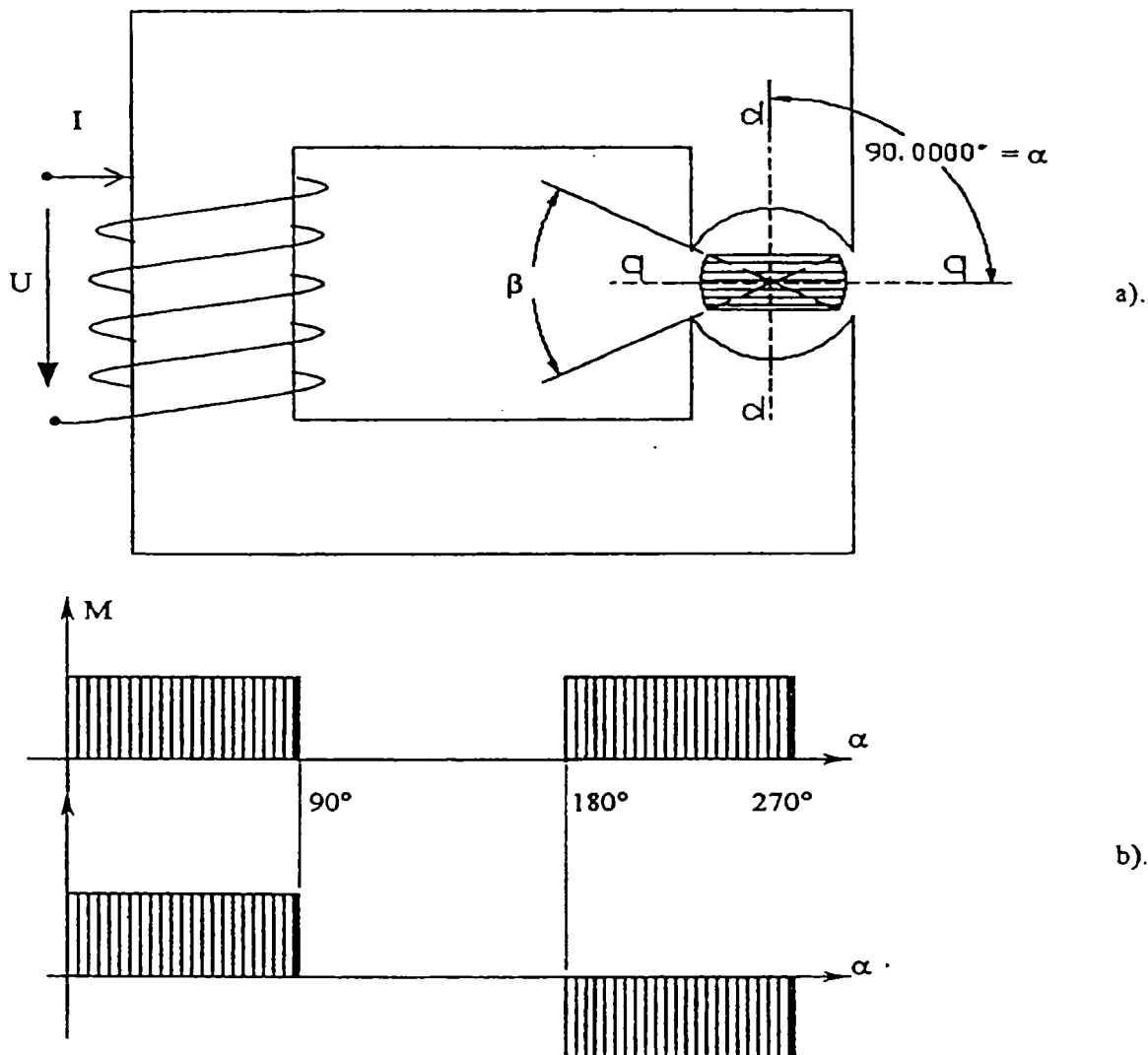


Fig.2.25 Micromotor cu rotor pasiv

a). construcție

b). cuplul la curentul $i(t)$.

Forma de variație a cuplului este dată intuitiv în figura 2.25. b.

Teoria micromotoarelor, în general și în mod special a celor de curent alternativ este tratată foarte puțin și în mod simplificat în literatura de specialitate.

În [D9] rezolvarea ecuației fundamentale ce caracterizează micromotorul de curent alternativ:

$$U = R \cdot i + \frac{d\Psi}{dt} = R \cdot i + L \cdot \frac{di}{dt} + i \cdot \frac{dL}{dt} \quad , \quad (2.124)$$

unde:

$$L = L_0 \cdot [1 + m \cdot \cos 2(\Omega t + \alpha_0)] \quad , \quad \Omega = 2\pi \cdot n = 2\pi \cdot f \quad , \quad (2.125)$$

m = grad de modulație al inductanței:

$$\frac{dL}{dt} = -2 \cdot m \cdot \Omega \cdot L_0 \cdot \sin 2(\Omega \cdot t + \alpha_0) \quad , \quad (2.126)$$

se rezolvă simplificat în sensul că se consideră $R \cong 0$ și

$$\frac{di}{dt} = \frac{U_m \cdot \sin \omega t}{L_0 \cdot (1 + m \cdot \cos 2\alpha)} \cong \frac{U_m}{L_0} \cdot \sin \omega t \cdot (1 - m \cdot \cos 2\alpha) \quad (2.127)$$

Relația 2.127 se bazează pe dezvoltarea în serie Taylor a funcției

$$\frac{1}{1+x} = \frac{1}{1+m \cdot \cos 2\alpha} \quad , \quad (2.128)$$

cu:

$$\frac{1}{1+x} = 1 - x - x^2 \dots \quad , \quad (2.129)$$

și reținerea numai a primilor 2 termeni.

În [C15] problema curentului nu este rezolvată, lucrarea fiind consacrată identificării parametrilor micromotoarelor de curent alternativ.

În [B3,B9] problemele mașinilor monofazate sunt tratate la cazul general și de cele mai multe ori curenții sunt considerați sinusoidali.

În urma celor prezentate rezultă următoarele concluzii:

1. alegerea micromotorului cu sau fără magnet permanent în rotor se face pe baza unei cerințe fundamentale a procesului de sudare (controlul riguros al vitezei de sudare) ceea ce impune controlul riguros al turației micromotorului de acționare a mecanismului de pendulare;
2. variantele constructive existente în exploatare sunt foarte numeroase, dar nu toate sunt dimensionate optimal și deci soluțiile constructive se pot îmbunătăți, așa cum își propune autorul să facă în prezenta teză de doctorat;

3. modelele de calcul a performanțelor micromotorului au în vedere diverse ipoteze simplificatoare și uneori soluțiile de calcul nu pot fi decât cele numerice așa cum se prezintă în capitolul al treilea unde se face un calcul optimal al micromotorului sincron;
4. magneții permanenți folosiți în construcția micromotoarelor sincrone sunt de două tipuri: “duri” și “moi”, iar în acest capitol s-au indicat relațiile de calcul fundamentale care stau la baza calculului performanțelor acestor micromașini. Calculul optimal din capitolul al treilea ține seama de proprietățile electrice ale magnetului permanent.

2.6 Probleme generale privind optimizarea mașinilor electrice

În cele mai multe ramuri ale științelor tehnice, proiectarea unui anumit reper, dispozitiv, sau instalație poate fi făcută în mai multe alternative, în funcție de criteriile care stau la bazele proiectării. Oricare ar fi aceste criterii, metoda optimală de proiectare presupune alegerea unor valori pentru variabilele de proiectare, care pot fi mărimi de natură fizică diferită cum ar fi lungimi, presiuni, temperaturi, curenți, etc., valori pentru anumite proporții dintre aceste mărimi sau valori pentru orice alte funcții, dependente de mai multe variabile, particulare problemei puse.

În munca proiectantului apare aspectul proiectării optime, deoarece aceste valori pot fi alese într-o gamă largă, cu condiția satisfacerii unor limitări și restricții. Putem considera soluția optimă a problemei de proiectare, acea soluție care conduce la cea mai bună alegere a valorilor variabilelor în condițiile îndeplinirii tuturor limitărilor și restricțiilor puse.

Metodele și tehnicile aplicate pentru determinarea soluției optime sunt dezvoltate în programarea matematică.

În programarea matematică obiectivul asupra căruia este concentrată atenția apare sub forma unei funcții ale cărei valori maxime și minime le căutăm și care este denumită funcție obiectiv. Acestea i se adaugă : variabilele de proiectare și restricțiile.

În cazul concret, o mașină electrică se proiectează și se construiește pentru a corespunde unor cerințe impuse de regimul său nominal, cerințe care stau la baza calculului mașinii.

Mașina trebuie să funcționeze un anumit interval de timp, timp în care au loc pierderi în mașină.

Se consideră că mașina funcționează cu puterea nominală pe întreaga durată de viață a ei. În acest caz energia pierdută este proporțională cu durata de funcționare. În ceea ce privește întreținerea mașinii electrice, la o exploatare corectă, cheltuielile respective au valori reduse, ele intervin din timp în timp și pot fi repartizate uniform pe întreaga durată de funcționare, prin urmare se pot include în pierderile de funcționare.

În cadrul procesului de producție, motorul electric poate transforma energia electromagnetică primită la borne, în energie stereomecanică pe care o cedează la cuplă, caz în care mașina funcționează în regim de motor, sau poate transforma energia în sens invers, caz în care mașina funcționează în regim de generator.

Indiferent de situație problema optimizării mașinii este aceeași, adică realizarea mașinii optime prin prisma cerințelor impuse. Articolele pe tema optimizării din literatura de specialitate au în vedere diverse criterii de optimizare, cum ar fi: criteriul economic, tehnic, tehnico-economic sau alte criterii funcție de cerințe. [A4, H8, S10].

Proiectarea unui motor electric implică un mare număr de variabile, care determină performanțele energetice și încălzirea motorului. Proiectantul trebuie să stabilească o anumită combinație de variabile care asigură realizarea performanțelor cerute.

Prin analogie cu definiția unei funcții matematice, combinația de variabile reprezintă un punct din domeniul de definiție "n" – dimensional al "funcției", iar performanțele obținute reprezintă punctul corespondent din domeniul în care funcția ia valori.

Problematika optimizării constă în definirea „motorului optim” prin alegerea unui obiectiv și apoi elaborarea unei metode de căutare a combinației de variabile care asigură atingerea obiectivului ales, respectarea parametrilor impuși ai motorului. Combinația astfel găsită reprezintă soluția problemei de optimizare, adică proiectul optim.

Optimizarea mașinilor electrice a dobândit o atenție considerabilă având în vedere uriașele cheltuieli de fabricație și de exploatare suportate de producător și beneficiar.

Se lucrează intens pe plan mondial la elaborarea unor programe de optimizare cât mai perfecționate care să soluționeze problema pusă. Cum se știe, problema este foarte dificilă, chiar dacă se folosesc calculatoare numerice. Aproximarea de mașina optimă se poate face doar prin intermediul unui număr de cel puțin 10-15 variabile independente [D6], care determină un număr foarte mare de combinații posibile, de ordinul $10^{20} - 10^{24}$. Din acest motiv nu este practic să se încerce toate combinațiile. Este rațional să se reducă la minim zona de căutare a soluției optime, prin evitarea a cât mai multe combinații necorespunzătoare, cu scopul de a reduce timpul de calcul.

Cu toate eforturile depuse, nu s-a reușit până în prezent să se elaboreze o metodă, cu caracter

general, unanim acceptată, care să rezolve problema optimizării constructive a mașinilor electrice. Fiecare cercetare legată de optimizarea mașinilor electrice se finalizează printr-un program propriu, diferit de celelalte existente, având un caracter personal.

Pe lângă aceste dificultăți observate, care derivă din complexitatea problemei, se remarcă și unele aspecte controversate (cum sunt cele referitoare la definirea optimului și alegerea obiectivului), care întârzie găsirea unor soluții generale. Spre exemplu, problema creșterii randamentului motoarelor electrice nu este luată în considerare de către toți fabricanții. Necesitatea îmbunătățirii randamentului este justificată în multe lucrări [D6, B16, C14, A5, H8, H9, S11, K7, K8, B15, B17,]. Problema este prioritară și are multe implicații majore asupra economiei naționale a oricărei țări industrializate.

În octombrie 1992 în S.U.A., a fost semnată legea nr.102-486, „Energy Policy Act” (EPACT-92), intrată în vigoare la 24 octombrie 1997, care prevede obligativitatea respectării de către producătorii de motoare electrice a unor valori minime ale randamentului energetic [B15, B17]. Legea se referă la motoarele de inducție trifazate de uz general, cu puteri între 1 kw și 200 kw, cu 2, 4 și 6 poli, precum și la cele fracționare și speciale. Legea face trimitere la standardele NEMA (National Electrical Manufacturers Association) pentru detalii legate de inscripționarea și stabilirea noilor niveluri ale randamentelor motoarelor „energoeficiente” [N.7.].

În ultimi 10 ani, randamentele impuse au fost tot mai mari, crescând cu 1-4 unități procentuale, perioadă în care au evoluat și denumirile acestor motoare : „premium efficient motors”, „energy efficient motors”, „high efficiency” , „designE motors”.

În Canada, în octombrie 1990 a avut loc prima reuniune anuală a producătorilor de motoare electrice pe aceeași temă : motoare de inducție cu randamente ridicate. Au participat 22 firme producătoare de motoare electrice, precum și distribuitori și clienți. Cu scopul lărgirii pieței de desfacere a motoarelor energo-eficiente, producătorii au urmărit să demonstreze că motoarele cu randamente ridicate pot reprezenta o alternativă atractivă pentru clienți. Au fost identificate căi pentru stimularea clienților și s-au întocmit programe comune pentru a mări eficiența acțiunii, care cuprinde motoarele de inducție trifazate cu puteri de la 1 kw la 400 kw. Motoarele sincrone nu au fost luate deocamdată , în considerare și din acest motiv se poate justifica necesitatea temei tezei de doctorat, care încearcă să rezolve tocmai o proiectare optimală a motoarelor sincrone reactive de mică putere.

În 1995 au fost impuse prin lege niveluri minime de randament pentru prima dată în Canada.

În 1997, legea a fost amendată prin fixarea unor niveluri mai ridicate de randament, care au ajuns în prezent să fie egale cu cele impuse prin EPACT-92 în S.U.A.

În Europa, nu există până acum o legislație în acest sens, dar problema se discută. Uniunea Europeană a stabilit [K8] un sistem de certificare a motoarelor, definind trei trepte de randament, specifice fiecărui gabarit și număr de poli. Treptele superioare de randament sunt similare nivelurilor impuse prin legislația din S.U.A. și Canada.

Reducerea cheltuielilor de fabricație, pe de o parte și creșterea randamentului motoarelor electrice, pe de altă parte, reprezintă tendințe contradictorii. Dacă problema este privită unilateral, va fi rezolvată unilateral, cu consecințe negative asupra economiei în ansamblu. Modul rațional de a privi această problemă obligă la considerarea ambelor aspecte în permanență. În consecință, găsirea soluției optime constă în a urmări modul în care variază costul materialelor active și costul pierderilor pe durata de viață a motorului (puterea electromagnetică transformată în căldură în interiorul mașinii). Minimizarea sumei dintre cele două costuri reprezintă obiectivul cel mai rațional, care trebuie adoptat în problemele actuale de optimizare a mașinilor electrice. Contractele de cercetare care au fost finanțate în ultimul timp (cum sunt cele citate în [A5, H8, S11, S10,], pe tema optimizării mașinilor de inducție) includ cu prioritate problema creșterii randamentului.

Consecințele economice importante, care pot fi obținute, au impulsionat cercetările în direcția găsirii unor noi metode de investigare a soluției constructive optime în cazul mașinilor electrice, care reprezintă circa două treimi din totalul consumatorilor de energie electrică [B16]. Spre exemplu, o astfel de metodă constă în transferarea problemei tehnice în domeniul matematicii. Problema tehnică a optimizării construcției mașinii electrice este redusă astfel la o problemă pură de optimizare matematică. În noua formulare, problema poate beneficia de toate metodele clasice cunoscute ale programării matematice [D12, M6], precum și altele specializate, elaborate în acest scop [A4, H8, S10].

Conform celor cunoscute, o problemă generală de programare matematică poate fi formulată astfel :

să se afle minimumul funcției $F(X)$:

$$\min F(X) \quad (2.128)$$

cu condiția ca :

$$\begin{aligned} G_i(X) &= 0, \quad i = 1, 2, \dots, k \quad , \\ G_j(X) &\geq 0, \quad j = k + 1, \dots, m \quad , \\ X_{\min} &\leq X \leq X_{\max} \quad , \end{aligned} \quad (2.129)$$

unde $X = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_n\}$ este vectorul de proiectare ce conține variabilele independente, aparținând unui domeniu de definiție n-dimensional $D^{(n)}$, $F(X)$ este funcția – obiectiv

exprimată într-o formă analitică finită, $G_i(X)$ sunt funcții restrictive (limitări, condiționări), iar X_{\min} și X_{\max} reprezintă frontiere ale domeniului $D^{(n)}$.

Formularea de mai sus poate avea caracter general întrucât minimizarea funcției $F(X)$ este echivalentă cu maximizarea funcției $-F(X)$, iar $G_i(X) \geq 0$ este echivalent cu $-G_i \leq 0$.

Funcția obiectiv $F(X)$ este identificată cu parametrul care urmează a fi optimizat : cuplul maxim la gabarit impus, randamentul (η); costul materialelor active; suma dintre costul materialelor active și costul pierderilor de energie, etc.

Minimul funcției obiectiv $F(X)$ se obține pentru valoarea optimă a lui X , care verifică în același timp și restricțiile date de relația (2.129).

Inegalitățile restrictive (2.129) cuprind : performanțele energetice nominale impuse; performanțele de pornire; restricții dimensionale și cerințe suplimentare ale beneficiarului.

În cazul optimizării mașinilor electrice, funcțiile $F(X)$ și $G_i(X)$ sunt neliniare, iar problema matematică face parte din domeniul programării (optimizării) neliniare cu restricții.

Această problemă rămâne mereu în actualitate, întrucât alegerea funcției obiectiv (2.128) și a restricțiilor asociate (2.129) se face ținând seama de disponibilitățile tehnologice, de materii prime și de energie, ale economiei naționale la un moment dat. Cu alte cuvinte, soluția constructivă optimă depinde și de conjunctura momentană a prețurilor implicate în problemă.

Analiza literaturii din domeniul optimizării neliniare cu restricții scoate în evidență diverși algoritmi de optimizare specializați pentru cazul particular al mașinilor de inducție. Importante contribuții în acest domeniu aduce Appelbaum [A3, A4, A5]. Acesta elaborează o metodă de optimizare bazată pe căutarea optimului de-a lungul frontierei domeniului de restricții (Method of Boundary Search Along Active Constraints). O aplicație a acestei metode poate fi urmărită în [A5].

Metoda de căutare a optimului pe frontiera domeniului restricțiilor are câteva avantaje importante față de alte metode disponibile :

- Asigură o înțelegere mai profundă a procesului de optimizare prin păstrarea sensului fizic al problemei tehnice ;
- Permite interpretări geometrice prin reprezentarea caracteristicilor motorului (două câte două) în diferite plane ;
- Pot fi incluse și funcții discontinue (cu valori discrete) .

De asemenea, este extrem de important ca beneficiarii să cunoască starea mașinii față de cea optimă.

Având în vedere valorile mari care se pierd ca urmare a abaterii formei constructive a mașinii față de cea optimală, apare ca nerațională micșorarea randamentului pentru interese tehnologice ale întreprinderilor constructoare de mașini electrice.

Prin construcția sa mașina sincronă este diferită de cea a mașinii asincrone și din acest motiv tehnicile de optimizare sunt specifice fiecărei mașini în parte.

De regulă mașina sincronă este simetrică după două axe „d” și „q” și calculul optimal trebuie să țină seama de parametrii mașinii care sunt definiți după cele două axe.

Modelele analitice de calcul a performanțelor micromotorului sincron reactiv sunt doar aproximative și din acest motiv pentru dimensionarea optimală a rotorului s-au impus, în prezent, metodele numerice. Calculul numeric al câmpului la o solenație de excitație dată ține seama de caracterul neliniar al circuitului magnetic și în final se obțin parametrii mașinii pentru o geometrie dată. Determinarea geometriei transversale optime presupune găsirea maximelor energetice, în cazul de față maximul câmpului electromagnetic la același diametru al rotorului. Considerăm că acest aspect este esențial în prezenta lucrare deoarece rezolvă problema dimensionării optime a rotorului micromotorului sincron reactiv.

2.6.1 Calculul micromotorului sincron reactiv prin metode numerice

Problematika optimizării micromotorului sincron reactiv utilizat la acționarea mecanismului de pendulare a sârmei în procesele de sudare semiautomatizate sau automatizate, se tratează în cele ce urmează datorită faptului că în literatura de specialitate nu sunt date informații privind dimensionarea rotorului optim pentru a realiza un cuplu maxim.

Un calcul exact al micromotorului se poate realiza doar prin metode numerice. Abordarea calculului micromotorului prin metode numerice, prin prisma optimizării acestuia face obiectul capitolului 3 din teză.

Programul folosit pentru rezolvarea problematicii propuse este FLUX 2D versiunea 7.40 din anul 1999 pus la dispoziție de CEDRAT RECHERCHE FRANȚA.

Calculul numeric se bazează pe o divizare a micromotorului pe zone:

- *rotorul pasiv* a cărui grosime se determină prin calcule numerice succesive;
- *aerul din întrefier* cu permeabilitatea magnetică constantă;
- *pătura de curent* din stator;
- *miezul statoric* .

Toate aceste zone se împart în noduri și rezolvarea ecuațiilor lui Maxwell se face local .

Prin modificarea grosimii rotorului se obțin diverse micromotoare. Micromotorul optim poate fi cel care maximizează valoarea cuplului.

Într-o primă abordare a programului de calcul numeric FLUX 2D se prezintă:

- cotele domeniilor în sistemul cartezian;
- regiunile micromotorului;
- condițiile de frontieră:
 - Dirichlet,
 - Neuman;
- discretizarea statorului, rotorului și a întrefierului;
- proprietățile de material.

Micromotorul se plasează în două poziții:

- în axa longitudinală, la energie magnetică maximă (W_{max});
- în axa transversală, la energie magnetică minimă (W_{min}).

Cuplul electromagnetic se calculează din variația energiei magnetice sub forma:

$$M_{el\text{mag}} = \frac{dW_{el\text{mag}}}{d\alpha} \quad , \quad (2.130)$$

unde:

$W_{el\text{mag}}$ - energia electromagnetică înmagazinată în principal în întrefierul mașinii ;

α - unghiul de poziție.

Se consideră o variație a lui α - între 0 (figura 2.27) și $\frac{\pi}{2}$ (figura 2.26).

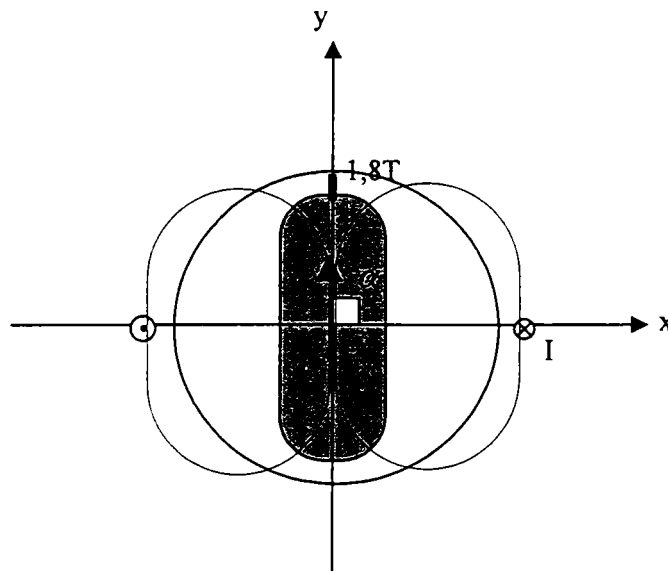


Fig.2.26 Poziția de energie maximă.

La $\frac{\pi}{2}$ energia maximă are valoarea :

$$W_{\max} = \frac{B_{\max}^2}{2\mu_0} \cdot V_{\max} \quad (2.131)$$

La $\alpha = 0$ energia minimă este :

$$W_{\min} = \frac{B_{\min}^2}{2\mu_0} \cdot V_{\min} \quad (2.132)$$

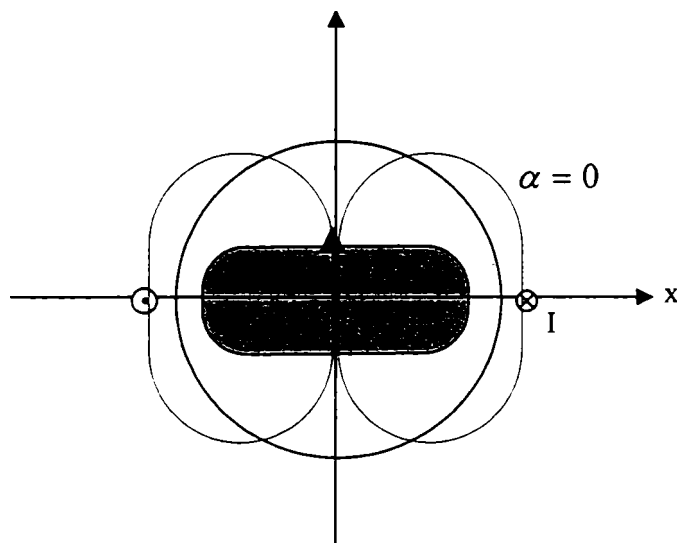


Fig.2.27 Poziția de energie minimă.

Pentru diverse geometrii rotorice se calculează valoarea cuplului electromagnetic dat de micromotorul sincron reactiv și se consideră varianta optimă cea care dă cuplul maxim. Studiile din capitolul al treilea, bazate pe metode numerice, dau variantele optime pentru diverse tipuri de micromotoare sincrone reactive.

Cap.3. MODELĂRI NUMERICE LA MICROMICROMOTORULUL

SINCRON REACTIV

Obținerea unei configurații optime la micromotoarele sincrone reactive presupune modelarea lor și calculul pe model a performanțelor mașinii.

În literatura de specialitate [B5, B10, C5, D1, H4, K6, L10, S2] sunt date mai multe variante constructive ale micromotorului sincron reactiv, mono și trifazate, dar nu sunt date calculele optime așa cum sunt ele obținute și sistematizate în prezentul capitol.

Datorită performanțelor sensibil mai ridicate la micromotoarele cu magnet permanent, fabricația actuală de micromotoare sincrone reactive se face în două variante:

- fără magnet permanent (MP) în rotor,
- cu magnet permanent în rotor.

În cazul micromotorului sincron reactiv fără magnet permanent se obțin prețuri de fabricație reduse dar și performanțele sunt mai mici (cuplu/ kg.). În timp aceste mașini, deoarece nu au magnet permanent, nu-și pierd calitățile inițiale.

În cazul micromotorului sincron reactiv cu magnet permanent prețurile de producție sunt mai mari (MP au prețuri destul de mari), performanțele însă (cuplu/ kg.) sunt mult îmbunătățite [B5, C5, C12, L7, R4].

În prezent [B10, H4,K2, L10, S2] micromotorul sincron reactiv se fabrică în trei variante:

- MSR (micromotor sincron reactiv) alimentat trifazat (pentru rețele trifazate):
 - cu MP în rotor,
 - fără MP în rotor;
- MSR alimentat monofazat (pentru rețele monofazate) cu solenația:
 - concentrată (cu și fără MP în rotor),
 - distribuită (cu și fără MP în rotor);
- MPP (micromotor pas cu pas) cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici:
 - cu MP în rotor,
 - fără MP în rotor.

Având în vedere interesul tot mai mare, la scară industrială, pentru tipurile de mașini sincrone cu reluctanță magnetică menționate mai sus, prezenta lucrare își propune abordarea optimizării acestora prin simulări numerice.

Luând în considerare particularitățile acționării mecanismului de pendulare, avans al sârmei, se va putea concluziona în final care din variantele supuse studiului este cea mai potrivită.

Pornind de la geometria actualelor motoare folosite la acționarea mecanismelor de pendulare la care lungimea rotorului este mai mare decât raza acestuia, abordarea simulării numerice în spațiul bidimensional este perfect acceptabilă. Acest fapt justifică opțiunea utilizării programului FLUX 2D fără a avea rețineri privind introducerea unor erori majore în studiul propus.

În situațiile în care dimensiunile rotorice după cele trei axe sunt comparabile, utilizarea programelor de modelare tridimensionale este necesară.

3.1 Aspecte generale privind modelarea sistemelor fizice

Pentru a realiza o modelare este necesar ca în prealabil să se stabilească un model al sistemului studiat.

Abordarea sistematică a modelării sistemelor fizice impune, ca o necesitate, stabilirea prealabilă a unui model de referință al sistemului studiat.

Procedeele ce pot fi folosite pentru simularea fenomenelor fizice sunt următoarele:

- **Simularea analogică (pe sistem)**

Simularea analogică este bazată exclusiv pe utilizarea unor echipamente care „înlocuiesc” sistemul original cu un alt sistem fizic, denumit *simulator analogic*. Simulatorul analogic pe care se fac experimentările este descris formal de același model ca și originalul. Simulatoarele analogice trebuie „pregătite” pentru specificul fiecărei aplicații (schemă, structură internă de material, forma frontierei, puncte de alimentare și de măsură, etc.). Toate acestea necesită pentru fiecare problemă, noi construcții și conexiuni, deci noi cheltuieli materiale. Timpul de pregătire mare face ca simulatorul analogic să fie mai scump în exploatare, cu cât este mai amplu. Pe de altă parte, cu cât este mai simplist, cu atât devine mai puțin fidel originalului și mai puțin precis.

- **Simularea numerică**

Simularea numerică necesită doar mijloace de calcul (calculatoare). Acest procedeu constă în înlocuirea modelului original printr-un alt model matematic, stabilit în funcție de metoda de rezolvare a problemei (metoda diferențelor finite, metoda elementelor finite, etc.). Modelul matematic de simulare este în esență un sistem de ecuații algebrice. În funcție de complexitatea geometriei și a condițiilor de unicitate, numărul ecuațiilor din modelul matematic de simulare poate fi foarte mare, ceea ce impune rezolvarea acestuia printr-o tehnică numerică suplimentară. Soluția care se obține în acest caz este aproximativă, fiind afectată de erori: erori de reprezentare internă a numerelor în calculator și erori de metodă (datorate metodei de integrare a ecuațiilor diferențiale, respectiv metodei de rezolvare a sistemului de ecuații algebrice dat de modelul matematic de simulare).

Dezvoltarea tehnicilor de calcul automat, atât în ceea ce privește creșterea în dimensiuni a volumului memoriei operative, cât și a celei de stocare, reducerea timpului de prelucrare prin creșterea puterii de calcul, perfecționarea algoritmilor de rezolvare numerică a sistemelor de ecuații algebrice, precum și posibilitățile multiple de vizualizare a rezultatelor în vederea „corectării” în timp real a soluției, a făcut ca simularea numerică asistată de calculator să fie în prezent cel mai utilizat procedeu de simulare.

Pentru a rezolva o problemă prin simulare numerică trebuie corelată munca specialiștilor din domeniile implicate, după cum urmează: *inginerul* (cunoscătorul fenomenelor și a proceselor), *analistul* (capabil să modeleze procesul și să stabilească algoritmii corespunzători) și *inginerul de sistem* (specialist în mijloace de calcul electronic).

3.1.1. Etape în rezolvarea problemelor prin simulare numerică

Complexitatea fenomenelor fizice care apar în analiza unui proces impune introducerea unor ipoteze simplificatoare.

Îmbunătățirea continuă a performanțelor calculatoarelor a făcut ca ipotezele simplificatoare să fie eliminate treptat, simulările numerice redând din ce în ce mai fidel fenomenul real.

Un fenomen fizic trebuie să fie supus următoarelor tipuri de aproximări în vederea simulării:

- Aproximarea spațială prin care se stabilește numărul de variabile spațiale utilizate în modelare. Modelul de aproximare (discretizare) spațială, funcție de precizia impusă pentru simulare poate fi: unidimensional (1D), bidimensional (2D) sau tridimensional (3D). Deoarece în procesul de aproximare se pierde o parte din informație, este necesar să se apeleze și la date empirice. Modelul simplu (1D) necesită mult mai multe date de intrare empirice sau externe decât modelele mai complexe (2D, 3D).

La mașinile electrice cu lungimea pachetului de tole mai mare decât raza rotorului se folosește modelarea bidimensională (2D) [A2, B12, C10, S4].

- Aproximarea temporală permite estimarea diferitelor variabile dependente de timp care sunt utilizate în modelarea și alegerea pasului de timp considerat cel mai mic în vederea simulării.
- Aproximarea dinamică legată de influența relativă a diferitelor forțe asupra comportării sistemului în timp.

În Fig. 3.1. se prezintă schematic interacțiunea între nivelele de aproximare ce definesc modelul matematic al unui sistem fizic și simularea numerică în ansamblu.

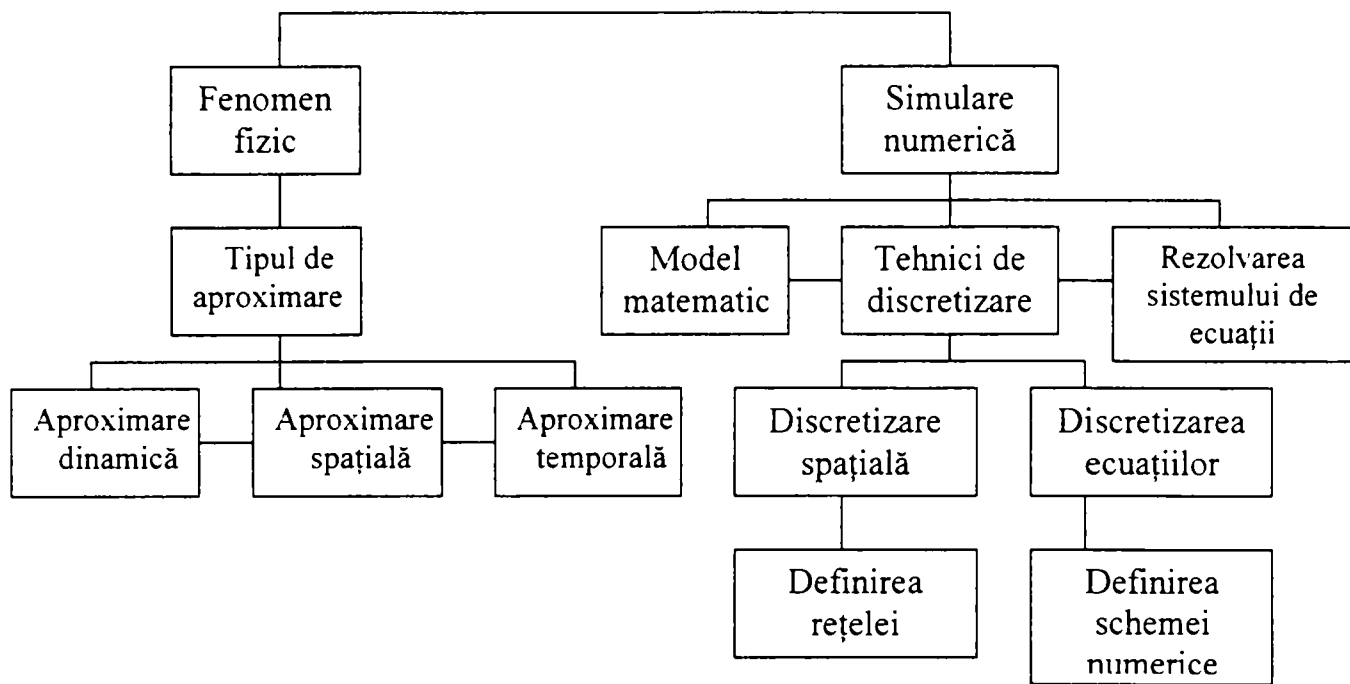


Fig.3.1.: Etapele construirii unui model de simulare numerică.

Tehnica de discretizare aleasă este discretizarea plană a geometriei rotorului prin triunghiuri. Simularea numerică a modelului ales se bazează pe rezolvarea ecuațiilor câmpului electromagnetic, ecuații ce definesc legea inducției electromagnetice, legea circuitului magnetic, legea fluxului magnetic, legea legăturii dintre B (inducție), H (intensitatea câmpului magnetic) și M (magnetizația magnetului permanent).

3.1.2. Metode numerice

Simularea pe calculator devine o metodă din ce în ce mai utilizată în studiul proceselor și proiectarea mașinilor datorită avantajelor pe care le oferă:

- nu necesită echipamente speciale și costisitoare;
- nu are limitări pentru condițiile de lucru (frecvență, putere, tensiune);

Cele mai uzuale metode folosite pentru calculul câmpurilor sunt: metoda diferențelor finite (FDM), metoda elementelor finite (FEM) pentru medii neliniare și omogene; metoda elementelor de frontieră (BEM) pentru medii liniare și omogene și metoda volumului integral (VIM). Se pot folosi de asemenea și diferite combinații ale acestora, cum ar fi de exemplu o metodă mixtă – elemente finite și elemente de frontieră: materialele neomogene și neliniare sunt analizate prin metoda elementelor finite, iar pentru restul domeniului omogen și liniar se poate folosi metoda elementelor de frontieră.

Metodele numerice sunt eficiente dacă rețeaua de discretizare a domeniului analizat are un număr suficient de mare de noduri, corespunzător distribuite și dacă se asigură convergența numerică a soluției.

La alegerea unei anumite metode numerice trebuie să se țină cont de:

- geometria mediului și sistemul de coordonate;
- metoda de integrare.

De cele mai multe ori specificul problemei analizate restrânge substanțial posibilitățile de integrare; metodele numerice de integrare prezintă instabilități legate de pasul rețelei de discretizare, de condițiile la limită care trebuie cunoscute atunci când se alege o anumită metodă pentru rezolvarea problemelor de câmp.

Metoda diferențelor finite se bazează pe aproximarea ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale ce descriu câmpul electromagnetic, prin ecuații cu diferențe finite, care sunt de fapt ecuații algebrice. Această metodă oferă valorile câmpului într-un număr finit de puncte (noduri) situate la intersecția curbelor unei rețele de discretizare a domeniului.

Metoda elementelor finite păstrează operatorii diferențiali din ecuațiile câmpului electromagnetic neschimbați, aproximând câmpul prin anumite tehnici variaționale (Rayleigh – Ritz - Galerkin).

Metoda elementelor finite oferă următoarele avantaje comparativ cu metoda diferențelor finite:

- posibilitatea de a modela forme neregulate prin folosirea elementelor finite cu forme și dimensiuni diferite, adecvate geometriei mediului studiat;
- posibilitatea de a trata fără nici o dificultate probleme în care proprietățile fizice ale mediului variază (medii neomogene, anizotrope, etc.);
- posibilitatea adaptării dimensiunilor elementelor finite la mărimea gradientului funcției studiate;
- posibilitatea considerării oricăror condiții la limită pentru problema studiată;
- posibilitatea elaborării unor algoritmi și programe cu grad mare de generalitate, apte să rezolve o gamă largă de probleme dintr-un anumit domeniu de specialitate sau chiar din mai multe domenii.

Dezavantajele metodei elementelor finite sunt:

- datele de intrare sunt în general numeroase, fiind necesar un efort mare pentru pregătirea și introducerea lor;
- rezultatele se obțin sub forma unei ample colecții de valori numerice ale funcției sau funcțiilor studiate, într-un număr relativ mare de noduri, iar analiza sistemului fizic analizat impune un studiu atent al acestei mulțimi de numere;
- calitatea rezultatelor depinde de experiența și abilitatea analistului de a elabora un model cu elemente finite potrivit pentru problema studiată.

Metoda elementelor de frontieră verifică ecuațiile câmpului electromagnetic în domeniul de câmp și aproximează prin tehnica elementelor finite condițiile prescrise pe frontieră.

În lucrare se folosește pentru analiza câmpului electromagnetic metoda elementelor finite.

3.1.3. Descriere Generală FLUX 2D

Având în vedere geometria MSR și neliniaritatea circuitului magnetic sistemul de coordonate cartezian și metoda de integrare numerică, pentru modelarea sistemului propus s-a ales ca metodă de optimizare metoda elementului finit și respectiv programul FLUX 2D.

Metoda elementului finit se pretează foarte bine la calculul circuitelor neliniare și programul FLUX 2D tocmai în acest scop a fost creat: pentru medii neliniare.

FLUX2D are 10 programe, mai bine zis 10 comenzi de bază, fiecareia corespunzându-i câte o funcție precisă:

- descrierea geometriei și a rețelei de puncte
- cererea sau completarea bazei de date cu materialele folosite
- descrierea modelului fizic al mașinii și a proprietăților acesteia
- rezolvarea problemei
- analiza rezultatelor

a). Descrierea geometriei

Această comandă oferă avantajul unor funcții avansate pentru descrierea complexă și/sau repetitivă a geometriei mașinii.

Pentru descrierea geometrică a secțiunii mașinii ne vom folosi de linii și puncte. Suprafețele, regiunile vor fi construite plecând de la aceste elemente. Pot fi folosiți și parametri care facilitează modificarea geometriei.

Etapele descrierii geometriei sunt:

- În primul rând vor fi definiți parametri ce vor fi utilizați. Un parametru se definește prin: nume, comentariu și o expresie aritmetică.
- Al doilea pas îl constituie definirea punctelor. Ele sunt determinate prin:
 - coordonate, sau prin
 - copierea unui alt punct.
- După definirea punctelor pot fi construite liniile. Putem avea:
 - Segmente de dreaptă,

- Arcuri de cerc,
- Cercuri.
- Ultimul pas îl constituie definirea regiunilor. Aceste regiuni trebuie să fie delimitate de contururi închise.
- Construirea rețelei de puncte se bazează pe metoda elementului finit care cere împărțirea suprafețelor studiate în elemente finite. Rețeaua poate fi creată automat sau intervenind asupra ei.

Calitatea generării rețelei se reflectă în obținerea unor rezultate corecte.

Exemplu:

Construirea geometriei unui micromotor cu 4 poli rotorici și 6 poli statorici care are următoarele dimensiuni:

- diametru exterior stator 56mm,
- diametru interior stator 21mm,
- diametru exterior rotor 19mm,
- diametru interior rotor 5.8mm.
- întrefier 1mm.

Vom intra cu comanda 'geometry' și se vor parcurge următorii pași:

- Se va alege unitatea de măsură:
 - nanometrii
 - micrometrii
 - milimetrii
 - inchi
 - metrii
- Se va alege tipul sistemului de coordonate:
 - Cartezian
 - Polar
 - Axe simetrice

Observație:

Putem avea o geometrie nouă, se poate deschide o problemă deja existentă și se pot salva modificările intermediare pe durata sesiunii de lucru.

Etape:

Pentru a începe desenul trebuie introdus inițial cel puțin un punct, aici am început inițial cu punctul de coordonate (0,0), (Fig.3.2.).

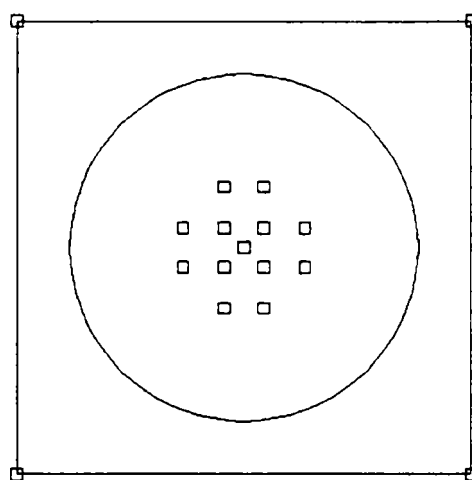
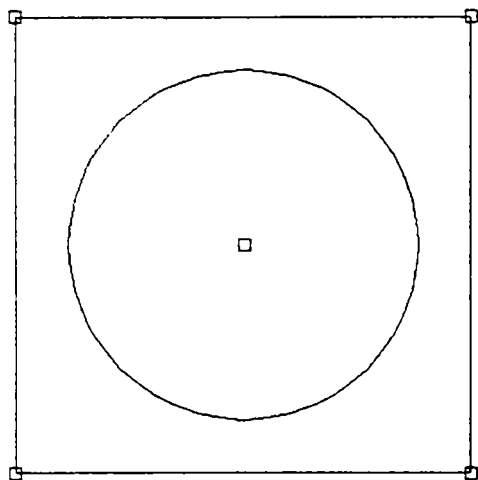


Fig.3.2. Fixarea punctului inițial. Fig.3.3. Coordonatele dinților statorici.

S-a trasat și conturul statorului și un chenar ce delimitează mașina de spațiul exterior. In continuare se vor introduce coordonatele punctelor rotorului.(Fig.3.4.)

Cu ajutorul liniilor și a arcurilor de cerc se va trasa rotorul având la bază punctele introduse anterior.

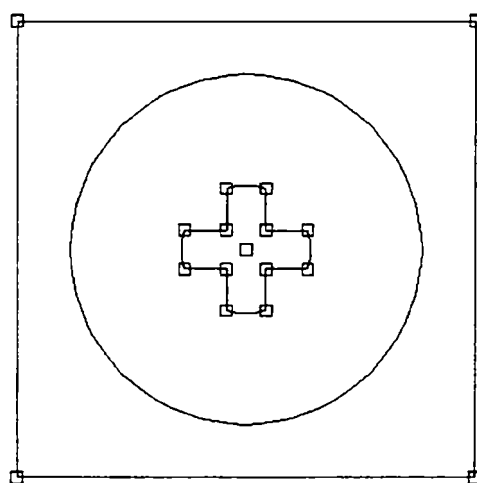
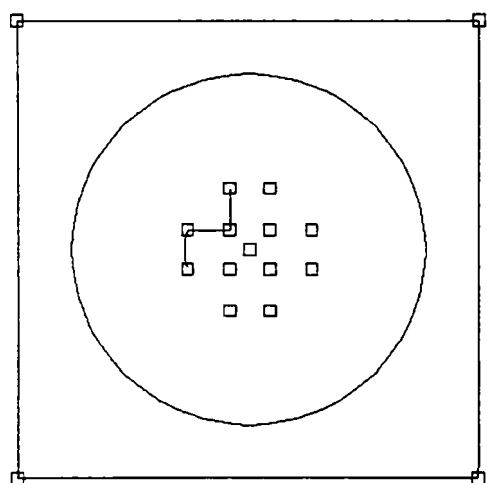
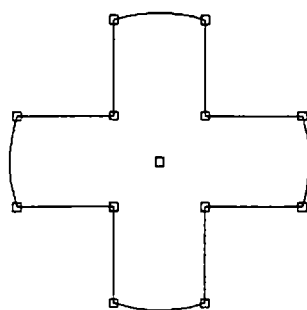


Fig.3.4. Trasare contur rotor.

Fig.3.5. Forma rotorului.

Observație :

Se pot mări diferite părți ale geometriei, de exemplu rotorul:



În continuare se vor construi dinții statorici:

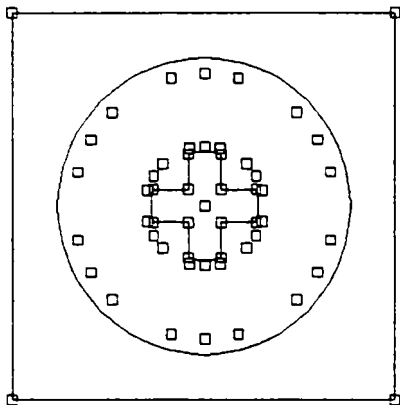


Fig.3.7. Coordonatele dinților statorici.

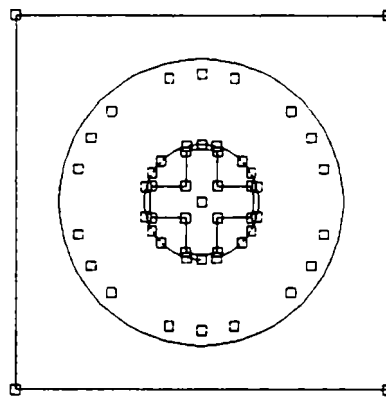


Fig.3.8. Zona întrefierului.

Se trasează cu linii și arcuri de cerc dinții rotorici și geometria micromotorului:

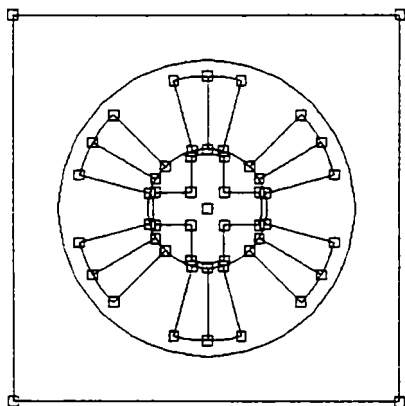


Fig.3.9. Dinții rotorici și statorici.

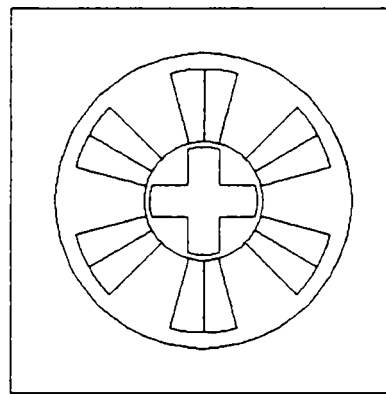


Fig.3.10. Geometria micromotorului.

Astfel s-a obținut geometria completă a mașinii.(Fig.3.10.)

După definitivarea geometriei mașinii vor trebui definite regiunile cu proprietățile specifice.

O regiune este definită prin:

- Numele regiunii(trebuie să înceapă cu o literă și să nu aibă mai mult de 20 de caractere), el trebuie să fie unic;
- O culoare;
- Una sau mai multe suprafețe închise.

Regiunile pot fi create, șterse, modificate sau vizualizate.

Regiunile în cazul nostru vor fi: rotorul, aerul, înfășurări, stator, aer exterior.

Vor fi definite:

- regiunea cu numele rotor și apoi cea cu numele aer.(Fig.3.11.a și b);
- regiunea corespunzătoare înfășurărilor .(Fig.3.12. a,b,c, și d);
- regiunea cu numele stator și aer exterior(Fig.3.13.a și b).

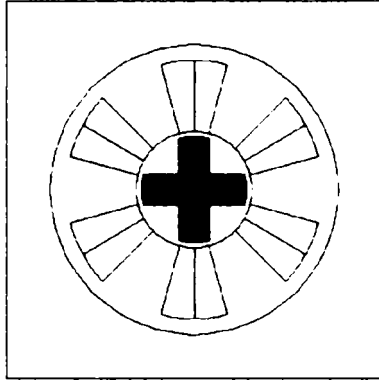


Fig.3.11.a. Rotor.

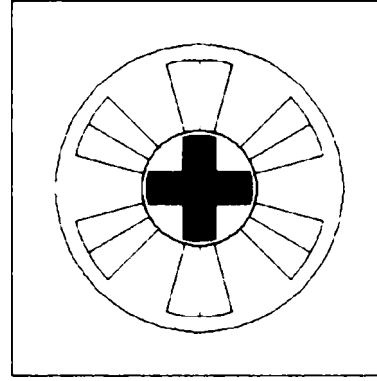


Fig.3.11.b. Aer.

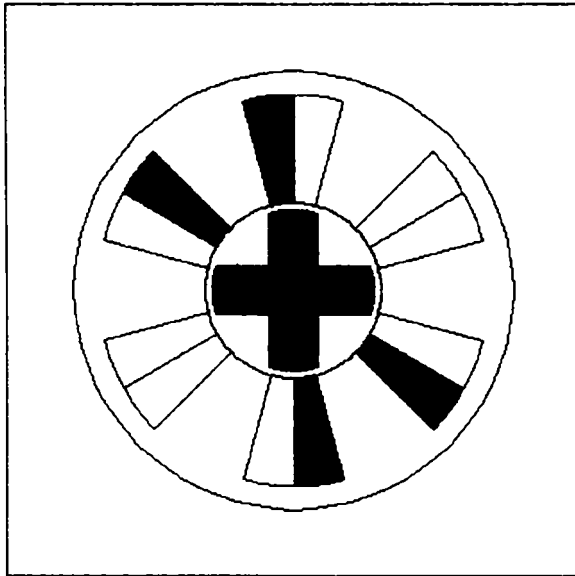


Fig.3.12.a. Faza A.

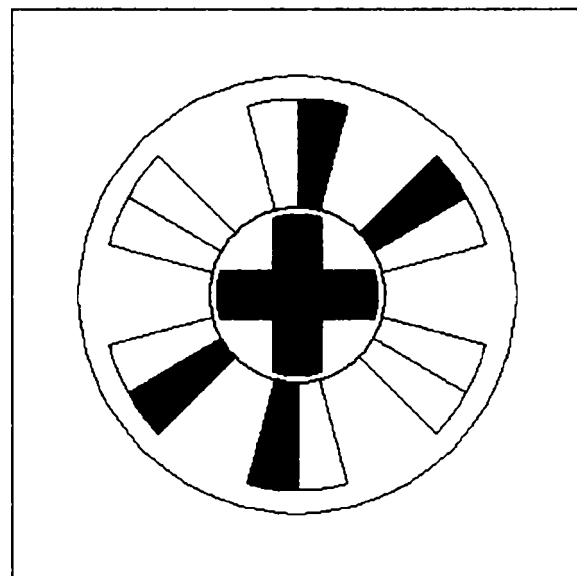


Fig.3.12. b. Faza B.

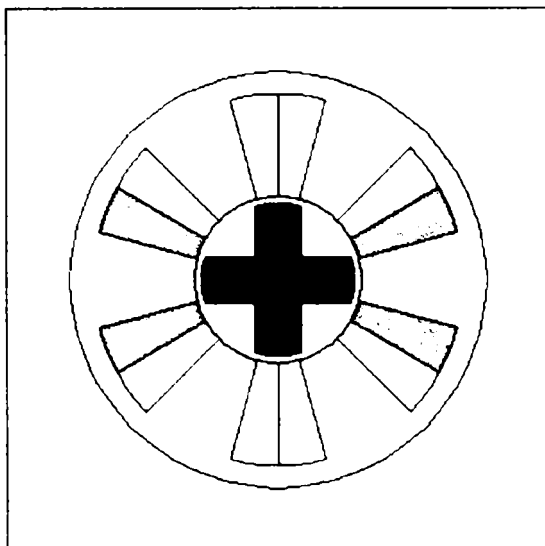


Fig.3.12.c.Faza C.

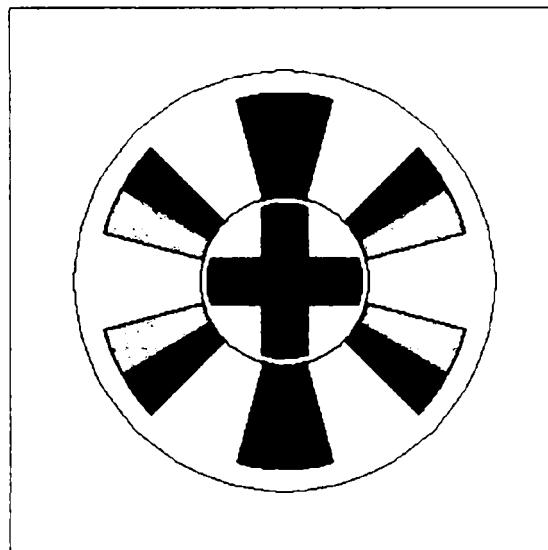


Fig.3.12.d. Toate fazele.

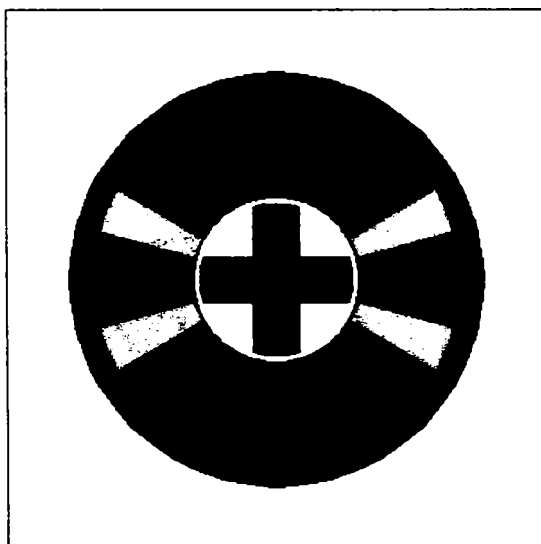


Fig.3.13.a. Miezul statoric.

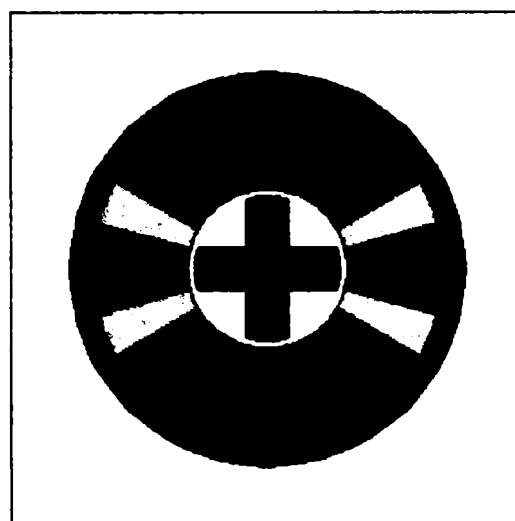


Fig.3.13. b. Miez + Aer.

După definirea regiunilor vom construi rețeaua de puncte.

Observație:

Pentru a rezolva o problemă folosind metoda elementului finit trebuie prima dată împărțit domeniul studiat în elemente finite; pentru aceasta programul generează o rețea automat.

Inițial se generează automat rețeaua de puncte, după care se va lucra manual asupra ei în porțiunile unde nu s-a obținut o discretizare optimă.

Rețeaua se poate șterge, modifica, vizualiza.

În momentul în care se obține o rețea optimă aceasta va fi acceptată. Se poate rezolva problema chiar și cu o rețea care nu este optimă dar acest lucru va influența rezultatele finale.

Dacă geometria mașinii se modifică atunci rețeaua de puncte trebuie reconstruită.

La generarea automată s-a obținut următoarea rețea:

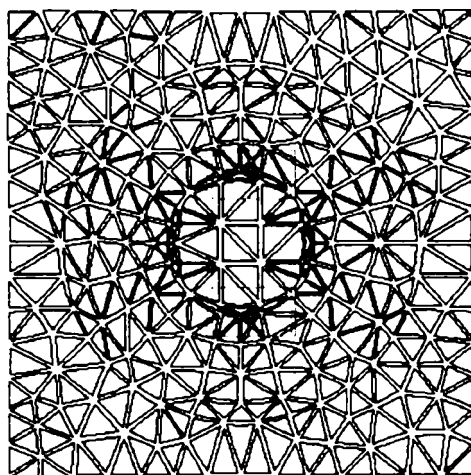


Fig.3.14. Rețeaua generată automat.

După prelucrarea manuală s-a ajuns la forma optimă:

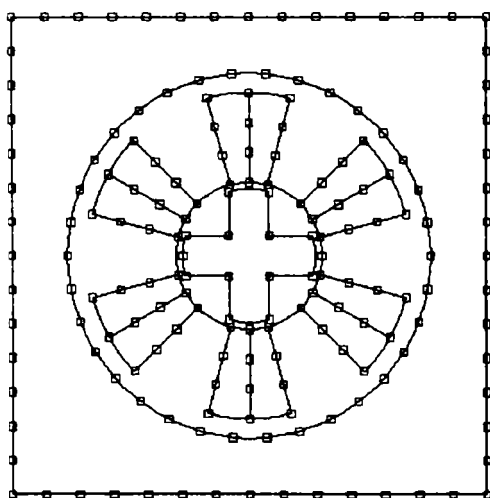


Fig.3.15.a. Punctele caracteristice rețelei.

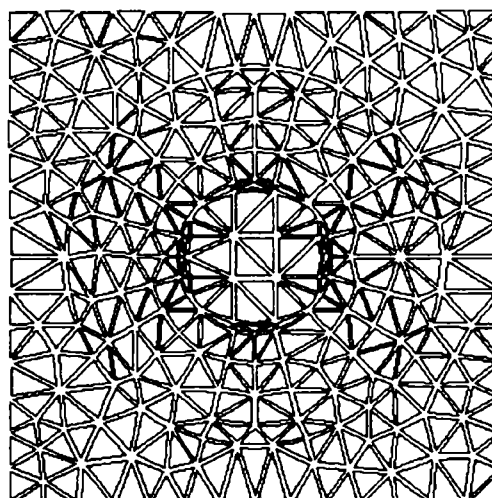


Fig.3.15.b. Rețeaua optimă, completă.

Rețeaua rezultată va fi acceptată și luată în vedere la calculul optimal.

b). Crearea bazei de date pentru materiale

Vom apela comanda: 'materials database'

Se permite adăugarea, ștergerea, copierea materialelor.

Materialul este definit prin:

- Un nume unic ce poate conține litere și cifre, maxim 8 caractere și trebuie să înceapă cu o literă,

- Un comentariu sumar ce descrie materialul(doar o linie),
- Una sau mai multe proprietăți(electrice, magnetice, termice) care caracterizează materialul,
- Aerul este un material ce apare implicit în lista de materiale, el nu mai trebuie definit.

Proprietățile materialelor pot fi vizualizate, modificate, șterse.

Miezul poate fi definit prin curba de magnetizare.

c). Definirea modelului fizic al mașinii

Se poate crea, modifica, șterge sau copia un model.

Se apelează 'physical' – 'create'. Vom introduce numele problemei și numele geometriei care stă la baza modelului. În continuare se alege domeniul, iar apoi tipul problemei (de magnetostatică în cazul nostru).

În continuare fiecărei regiuni i se asociază proprietățile fizice corespunzătoare:

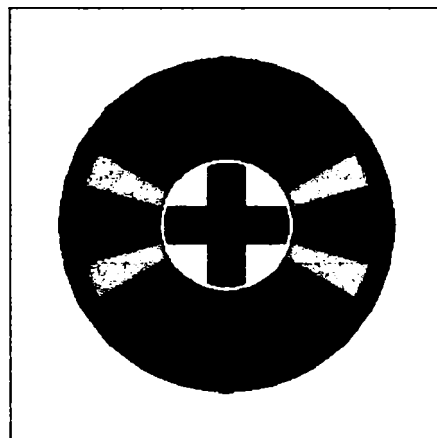


Fig.3.16. Regiunile cu proprietățile lor fizice.

În cazul de față vom crea două modele diferite, în care se va alimenta câte o înfășurare.

Se vor analiza două cazuri:

Cazul 1. Alimentare A.

- Rotor: miez fără sursă,
- Aer: vacuum fără sursă,
- A: vacuum cu 1000Asp,
- B: vacuum fără sursă,

- C: vaccum fără sursă.

Cazul 2. Alimentare B.

- Rotor: miez fără sursă,
- Aer: vaccum fără sursă,
- C: vaccum cu 1000Asp,
- B: vaccum fără sursă,
- A: vaccum fără sursă.

Condițiile de frontieră vor fi de tip Dirichlet:

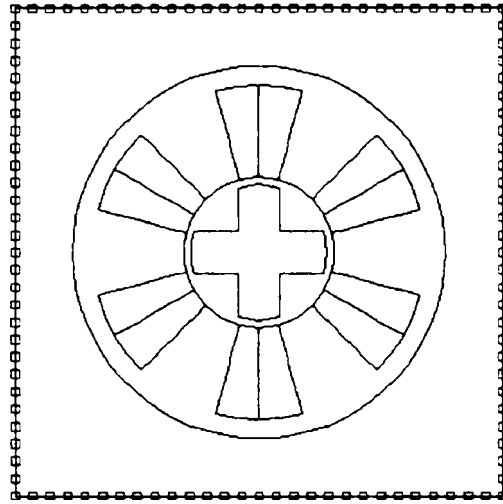


Fig.3.17. Frontiera domeniului.

Condițiile Neuman sunt implicate, ele putând fi înlocuite cu alte condiții ca în cazul de față.

d). Rezolvarea problemei

S-a folosit metoda de rezolvare directă aflată în baza de date a programului de date FLUX 2D.

e). Analizarea rezultatelor

Se pot calcula valori locale sau globale și se pot afișa curbe pentru diferite valori locale funcție de timp și de poziție, linii echipotențiale, câmpuri, vectori, caracteristici ale diferitelor regiuni.

Prin plasarea rotorului în două poziții extreme:

- de energie maximă ($E_{max.}$),
- de energie minimă ($E_{min.}$),

se poate alege varianta ce dă energia maximă ($\Delta E = E_{max.} - E_{min.}$) și în consecință MSR optimal, micromotor ce are cuplul electromagnetic maxim:

$$\text{Melmg.} = \frac{\Delta E}{\Delta \alpha}$$

În cazul alimentării fazei A,B, liniile de câmp vor arăta astfel:

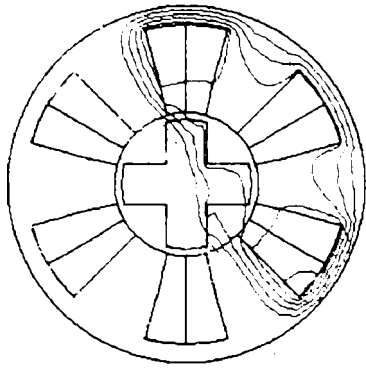


Fig.3.18.a. Spectrul liniilor de câmp, alimentare fază A.

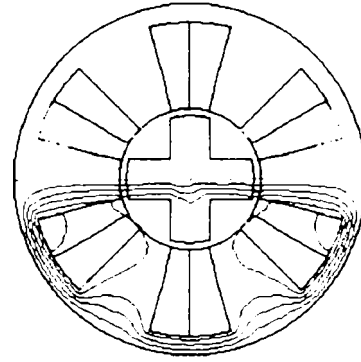


Fig.3.18.a. Spectrul liniilor de câmp, alimentare fază B.

În cazul alimentării fazei C se obține aceeași situație ca în cazul fazei A.

Prin alimentarea fazelor A și C se obține energie minimă, iar prin alimentarea fazei B se obține energia maximă.

Utilizarea programului FLUX 2D permite punerea în evidență a diferitelor stări termice, electrice sau magnetice ale obiectului în cauză. Programul permite calculul unor valori locale sau globale, cum ar fi :câmp, potențial, flux, energie, forță, etc.

În unele situații valorile ar fi greu de obținut prin alte metode (analitic, prin testare, măsurători), uneori chiar imposibil de realizat.

El permite să fie testate idei noi, în mod rapid, cu un cost redus, permite să fie analizate mașini deja construite sau să fie proiectate și optimizate mașini noi.

FLUX 2D poate aborda și rezolva :

- probleme magnetice:
 - regim magnetic tranzitoriu,
 - magnetostatică,
 - magnetodinamică,
 - electrodinamică;
- probleme electrice:

- electrostatică,
 - electrodinamică;
- probleme termice:
 - regim termic tranzitoriu,
 - cuplaje magnetotermice,
 - cuplaje electrotermice.

3.2. Micromotorul sincron reactiv alimentat trifazat

În cazul mașinilor sincrone cu reluctanță magnetică variabilă, inductanțele după axele L_d și L_q sunt diferite (în cazul în care acestea sunt egale mașina nu poate dezvolta cuplu). Această situație se întâlnește când grosimea rotorului este egală cu zero și respectiv în situația în care rotorul este plin. Prin urmare există un optim al grosimii rotorului pentru care cuplul dezvoltat de micromotor este maxim.

Modelul ales pentru determinarea grosimii optime a rotorului este un micromotor cu o pereche de poli.

3.2.1. Calculul grosimii optime a rotorului micromotorului fără magnet permanent

În baza celor menționate anterior la metoda de calcul cu element finit (FLUX 2D) se optimizează geometria micromotorului prezentată în fig.3.19., în care:

- $a/2$ - jugul magnetic,
- a - grosimea dintelui statoric,
- b - înălțimea creștăturii statorice,
- c - deschiderea creștăturii statorice,
- d - baza creștăturii statorice,
- A, B, C intrare faze,
- A', B', C' ieșire faze

Materialele active: miezul feromagnetic și conductoarele înfășurărilor sunt cele uzuale, folosite în construcția mașinilor electrice, existente în baza de date a programului FLUX 2D.

Sucesiunea alimentării fazelor este A, B', C, A', B, C', A și așa mai departe.

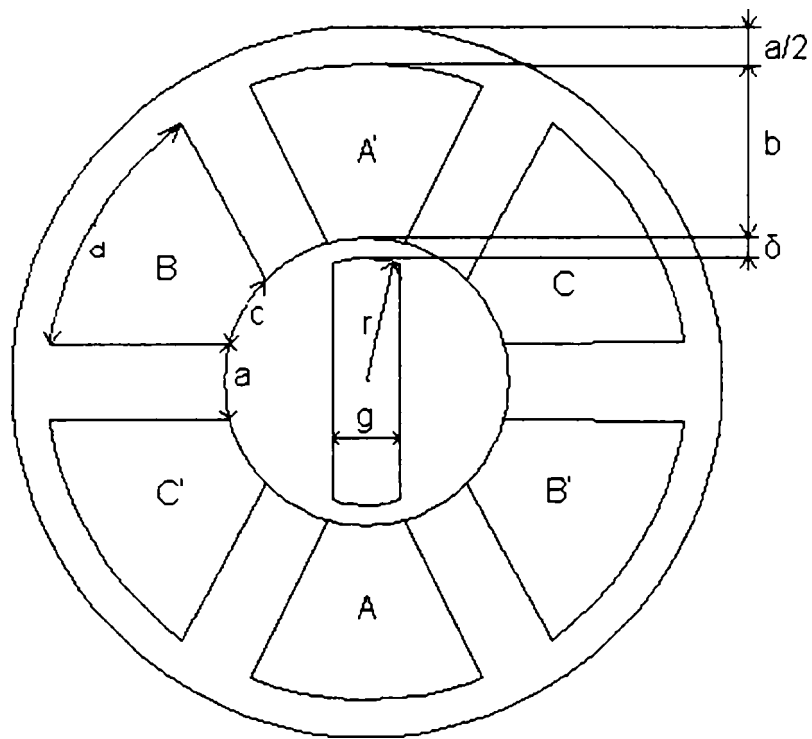


Fig. 3.19. Micromotor sincron reactiv trifazat.

Pentru efectuarea calculului optimal, așa cum s-a menționat anterior se analizează două cazuri:

- poziția de energie minimă, rotor aliniat după creștăturile A-A',
- poziția de energie maximă, rotor perpendicular față de creștătura A.

Se obține astfel, varianta ce dă cuplul maxim:

$$M_{\text{elmg.}} = \frac{\Delta E}{\Delta \alpha}$$

Curenții prin cele trei faze la momentul de timp I_A - maxim, sunt:

$A(I) ; A'(-I) ; B(-I/2) ; B'(I/2) ; C(-I/2) ; C'(I/2)$

- Rotor aliniat după creștăturile A-A'.

Configurația câmpului pentru situațiile extreme, energie minimă și energie maximă va fi conform figurilor 3.20. și respectiv 3.21.

- Rotor aliniat la creștătura A-A':

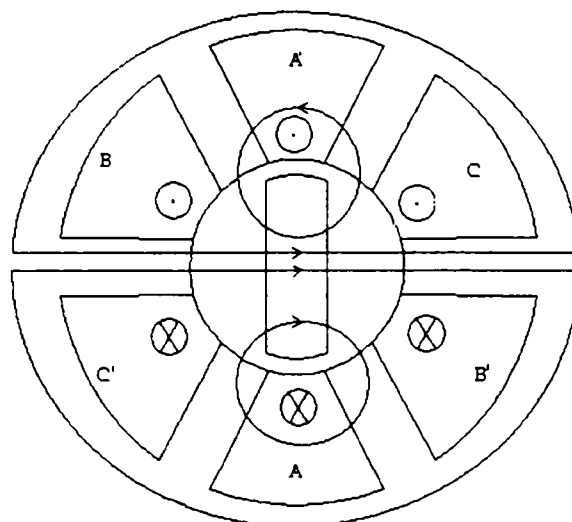


Fig.3.20. Rotor după direcția A-A'.

Explicație => energie minimă

- Rotorului aliniat la $\pi/2$ față de creștătura A-A':

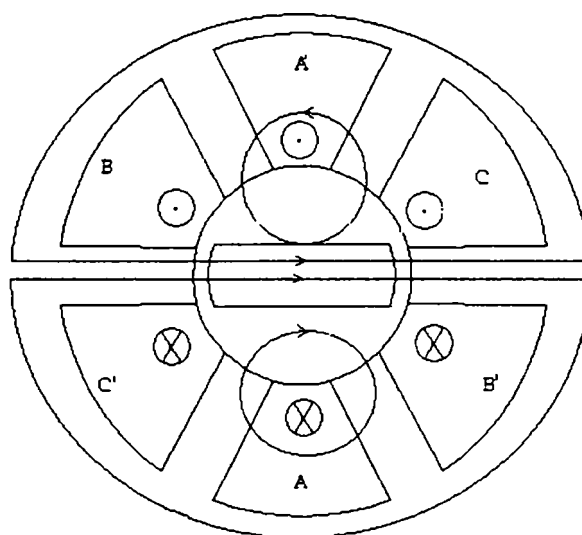


Fig.3.21. Rotor perpendicular pe direcția A-A'.

Explicație => energie maximă

In continuare vor fi prezentate geometria mașinii și cum se închid liniile de câmp pentru cele două poziții distincte ale rotorului:

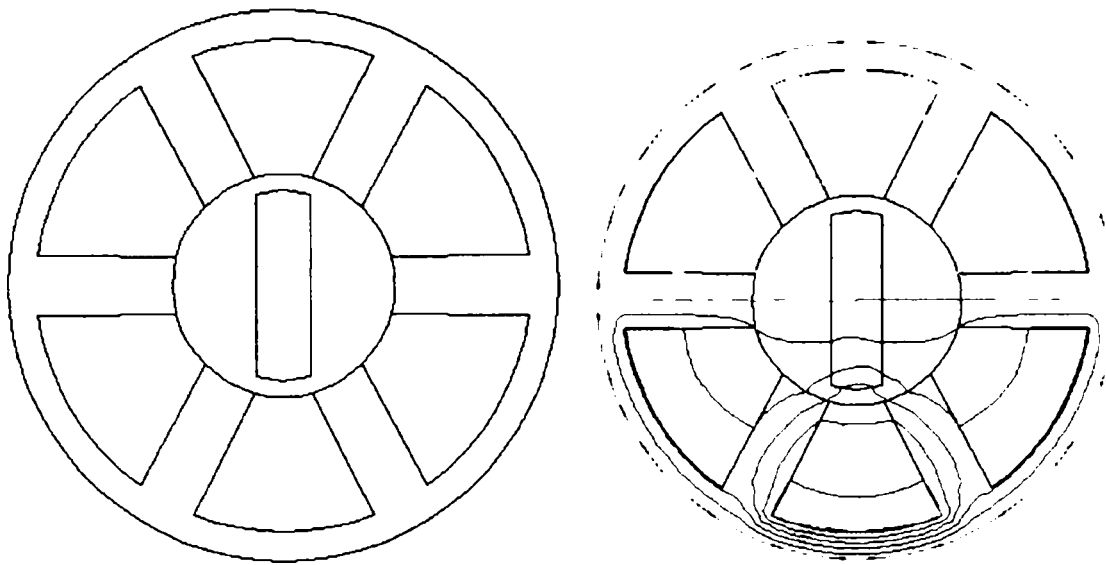


Fig.3.22.a. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

Spectrul liniilor de câmp la energie minimă este conform poziției rotorului în axa cu reluctanță maximă.

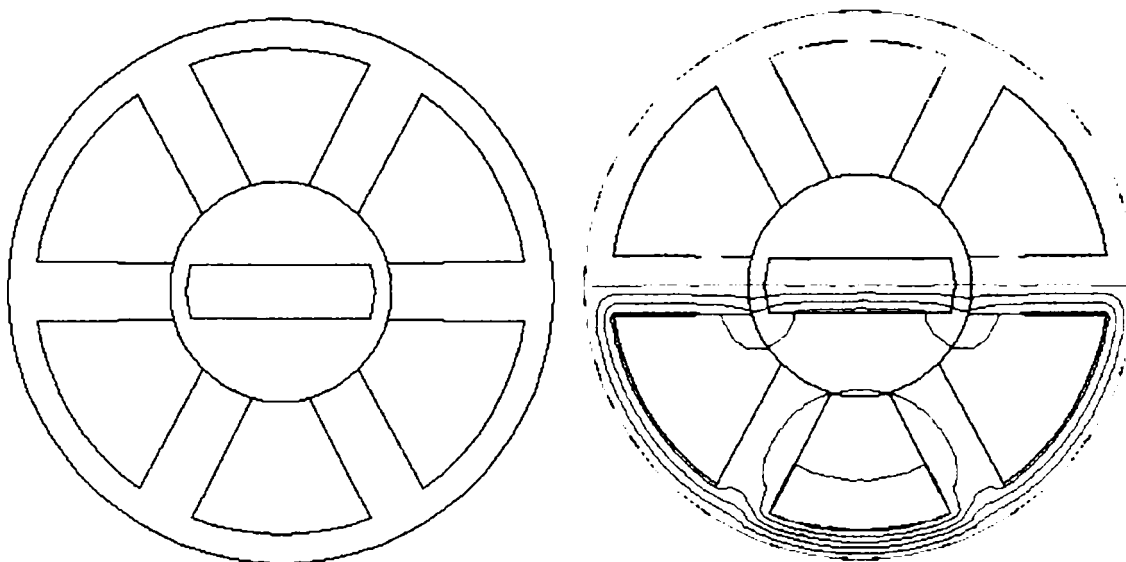


Fig.3.22.b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

Spectrul liniilor de câmp la energie maximă este conform poziției rotorului în axa cu reluctanță minimă.

La grosimea optimă diferența de energie magnetică $\Delta E = E_{\max} - E_{\min}$ este maximă.

S-a determinat astfel, varianta optimă (cuplul electromagnetic maxim) deoarece cuplul electromagnetic,

$$M_{\text{elmg}} = \frac{\Delta E}{\Delta \alpha} = \frac{\Delta E}{\pi/2}$$

este maxim la diferența de energie maximă.

3.2.2 Calculul grosimii optime a rotorului micromotorului cu magnet permanent

În cazul plasării unui magnet permanent în rotorul micromotorului prezentat anterior (fig. 3.21.), după axa longitudinală, rotorul fiind aliniat după creștătura A-A', se obține spectrul liniilor de câmp pentru poziția de energie maximă și reluctanță magnetică minimă.

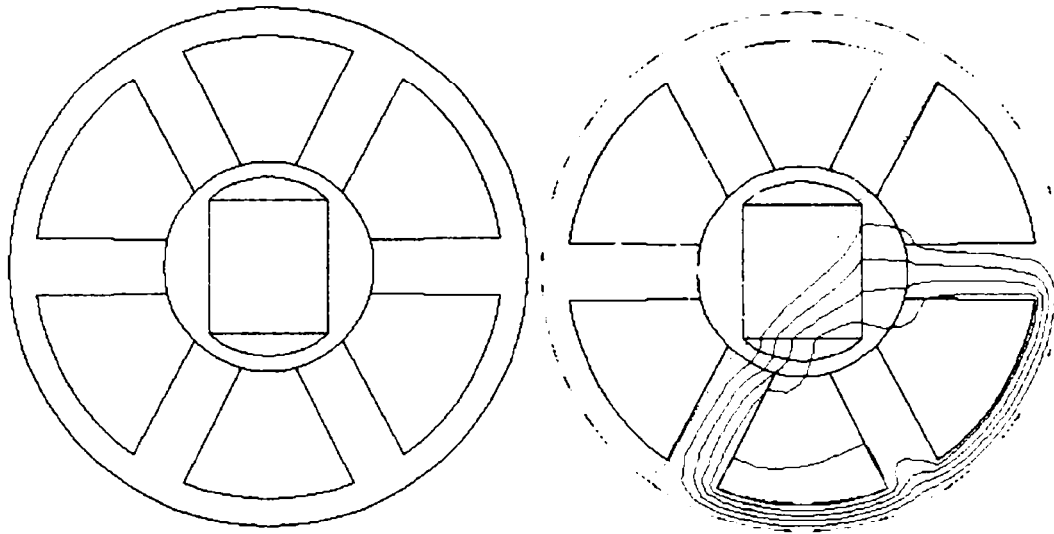


Fig.3.23.a. Spectrul liniilor de câmp la energie *maximă*.

În cazul rotorului plasat perpendicular pe direcția creștăturii A-A', liniile câmpului magnetic sunt pentru poziția de energie minimă respectiv reluctanță magnetică maximă.

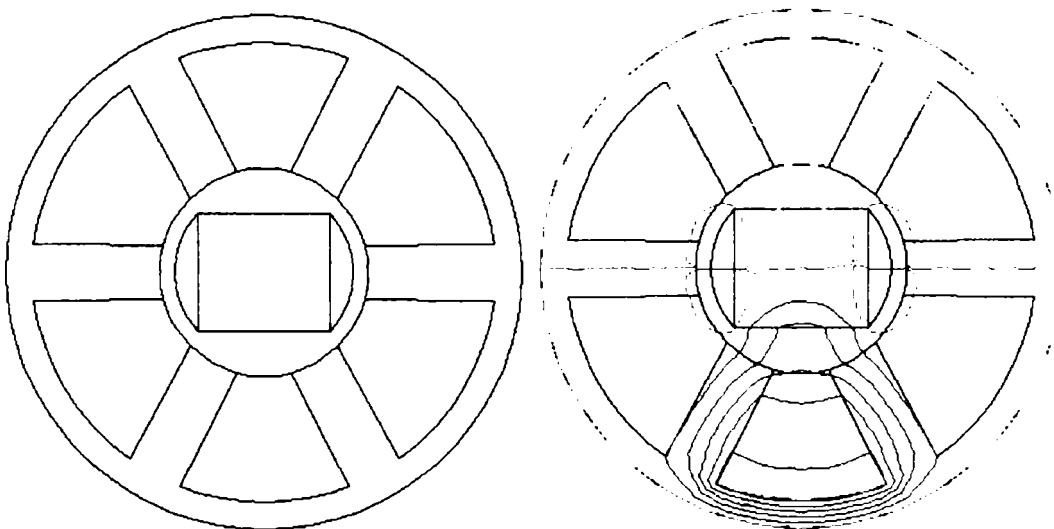


Fig.3.23.b. Spectrul liniilor de câmp la energie *minimă*.

În cazul amplasării unui magnet permanent în rotorul mașinii, din analiza spectrului liniilor de câmp, se observă că energia maximă corespunde situației rotorului aliniat la creștătura A iar energia minimă rotorului perpendicular pe creștătura A. Situația prezentată apare datorită unei componente suplimentare a câmpului magnetic introdusă de către magnetul permanent.

Din diferența energiilor se obține cuplul maxim la grosimea optimă așa cum s-a menționat anterior.

3.3. Micromotorul sincron reactiv alimentat monofazat

Se vor lua în considerare două variante:

- micromotor sincron monofazat cu solenație concentrată,
- micromotor sincron monofazat cu solenație distribuită.

3.3.1 Micromotorul sincron reactiv monofazat cu solenație concentrată

Solenația de excitație se consideră a fi o pătură de curent plasată în stator [B12]. Acest model se folosește la mașinile sincrone ce sunt concepute a funcționa în zona liniară a caracteristicii de magnetizare (la utilaje unde nu este impus volumul mașinii). Se va calcula optimul grosimii rotorului la energie maximă (prin optimizarea lui g la o solenație dată), pentru două cazuri:

- cu magnet permanent în rotor,
- fără magnet permanent în rotor.

3.3.1.1. Micromotorul sincron reactiv cu magnet permanent în rotor

Pentru modelarea micromotorului s-a ales modelul din figura 3.24.

S-a folosit o configurație având în rotor plasat un magnet permanent de lungime l_{mp} și de secțiune S_{mp} .

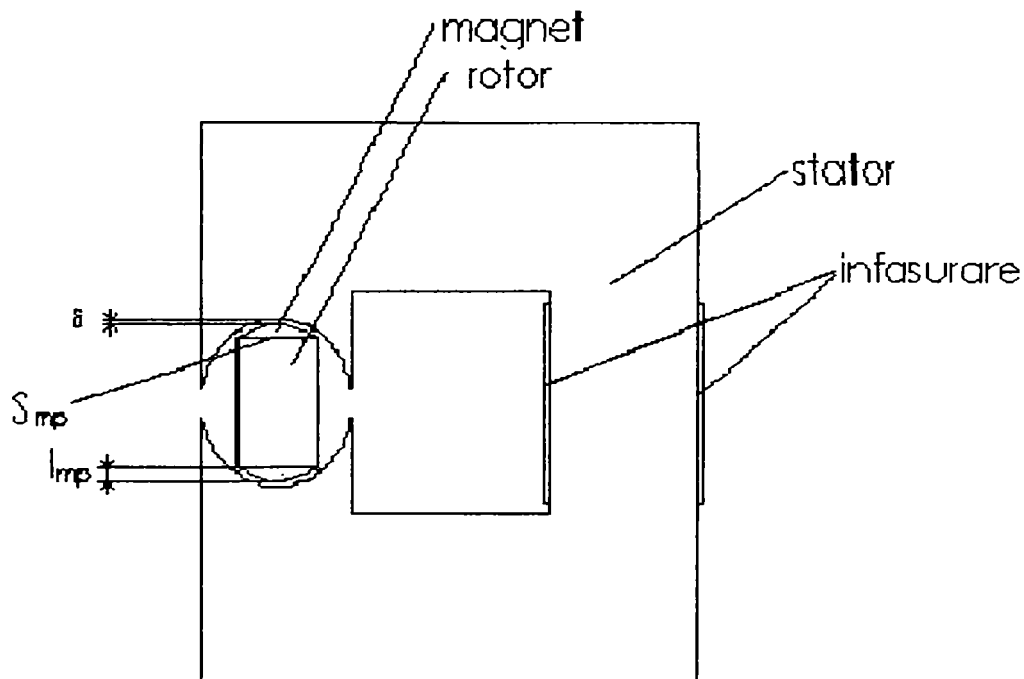


Fig.3.24. Micromotor monofazat cu MP în rotor.

Se analizează micromotorul în două cazuri:

- a). aceeași cantitate de magnet indiferent de grosimea rotorului,
- b). magnet de grosime constantă.

Ne propunem să determinăm geometria optimă a rotorului, astfel încât variația de energie să fie maximă.

Rotorul se va plasa în două poziții:

- în axa longitudinală la energie maximă,
- în axa transversală la energie minimă.

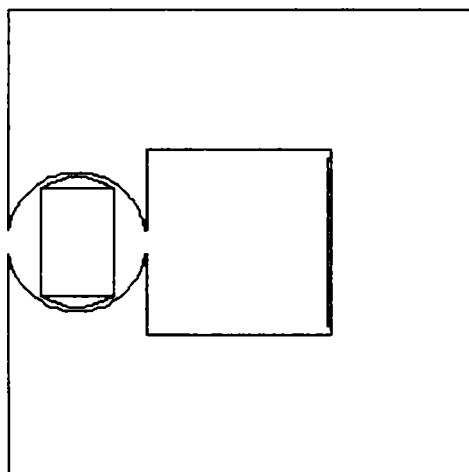


Fig.3.25.a. Rotor la energie *maximă*.

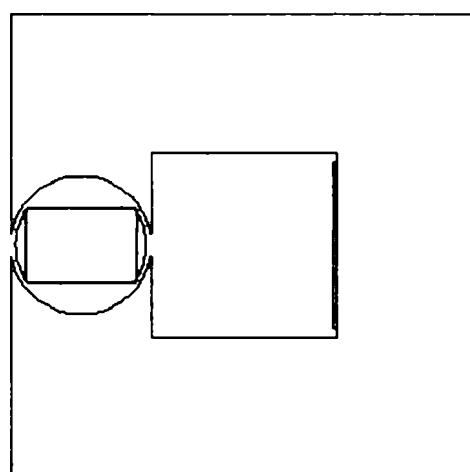


Fig.3.25.b. Rotor la energie *minimă*.

Pentru diverse valori ale grosimii rotorului (g) se calculează energia maximă și se găsește g optim. În varianta optimă variația energiei este maximă.

În figurile ce urmează este prezentată geometria micromotorului și spectrul liniilor de câmp în situația amplasării rotorului în axa longitudinală, corespunzătoare energiei maxime și respectiv amplasarea rotorului în axa transversală, corespunzătoare energiei minime.

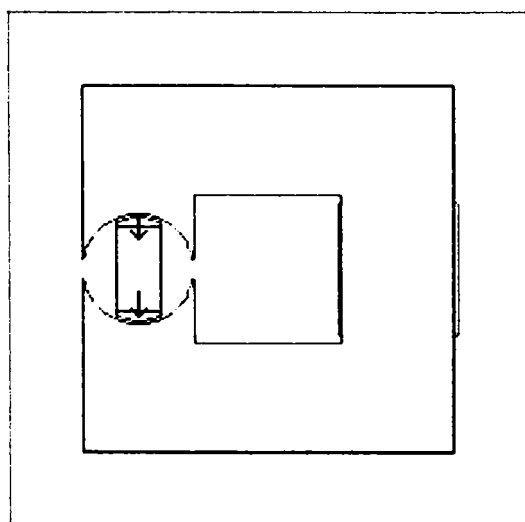


Fig. 3.26. a. Rotor în axa longitudinală.

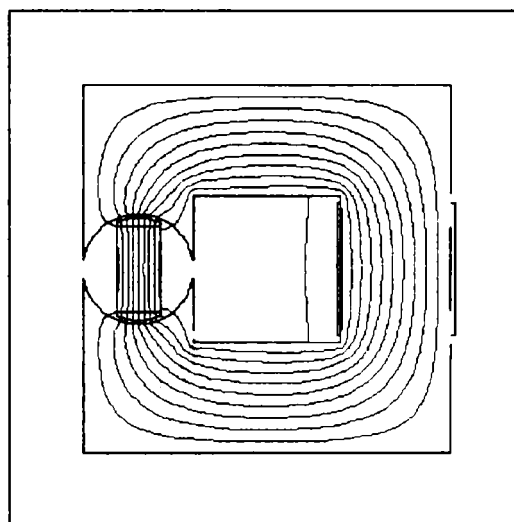


Fig.3.26. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

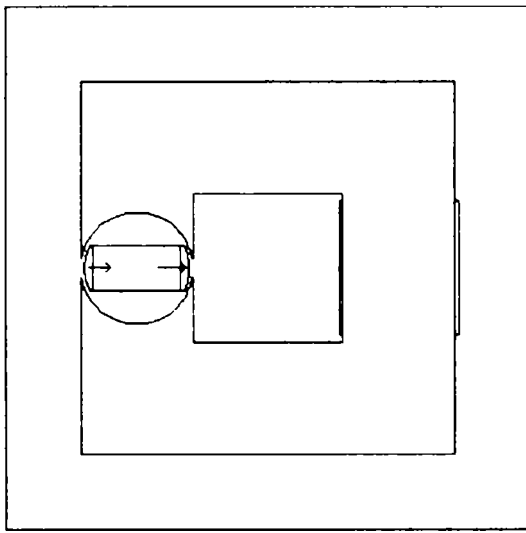


Fig. 3.27. a. Rotor în axa transversală.

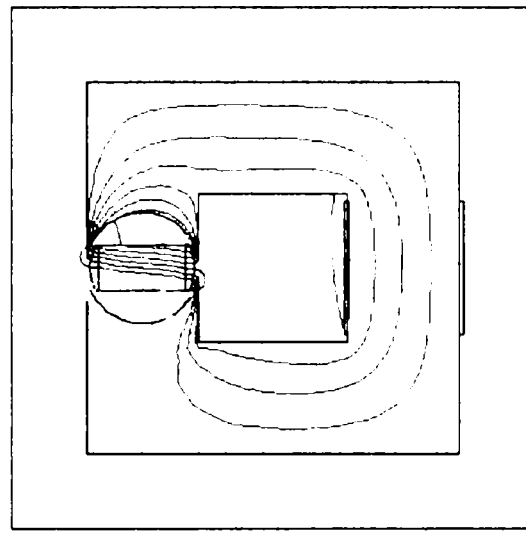


Fig.3.27. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

În poziția de energie minimă (rotor amplasat în axa transversală) spectrul liniilor de câmp în zona întrefierului confirmă poziția de energie minimă.

În poziția de energie maximă (rotor amplasat în axa longitudinală) spectrul liniilor de câmp în zona întrefierului unde este în principal localizată energia magnetică, confirmă poziția rotorului la energie maximă.

Analog se procedează și pentru varianta fără magneți permanenți.

3.3.2 Micromotorul sincron reactiv cu solenație distribuită

La saturații mari și la funcționarea în zona saturată (la aplicațiile unde este impus volumul) modelul de calcul trebuie să țină seama de distribuția înfășurării.

Solenația este uniform distribuită în “fereastra” statorică. Acesta este un model mai apropiat de realitate decât cel anterior și ține seama de geometria reală a bobinajului statoric.

3.3.2.1. Micromotorul sincron reactiv fără magnet permanent în rotor

Dacă la început am lucrat pe un model aproximativ unde solenația era idealizat concentrată, în continuare simulările se vor face pe un model mai apropiat de realitate cu considerarea dimensiunilor reale ale bobinajului statoric.

Micromotorul va avea următoarea geometrie:

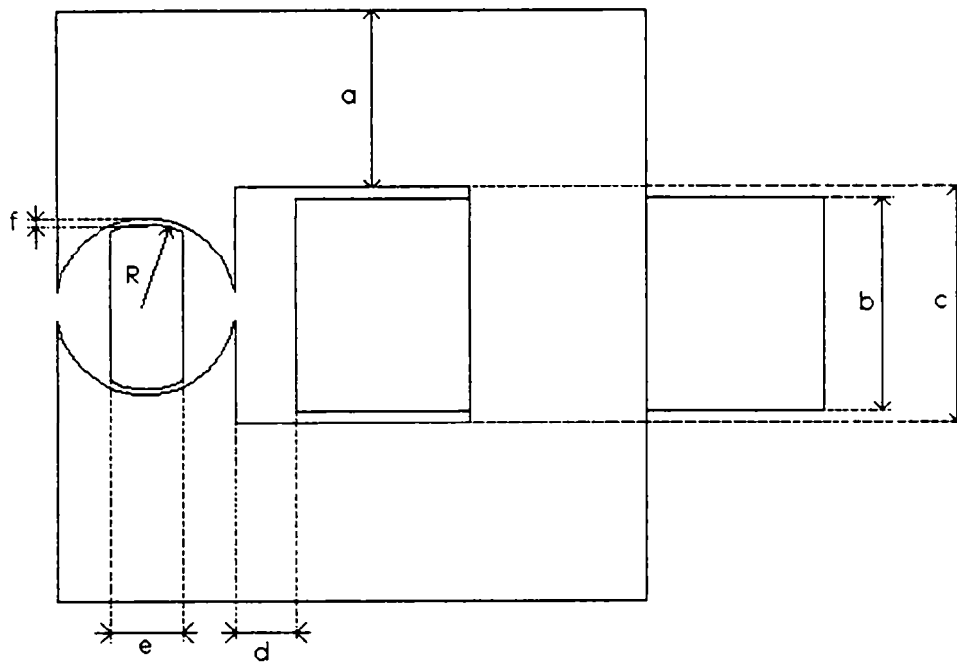


Fig.3.28. Configurația geometrică.

Rotorul se va plasa în două poziții:

- în axa longitudinală la energie maximă,
- în axa transversală la energie minimă.

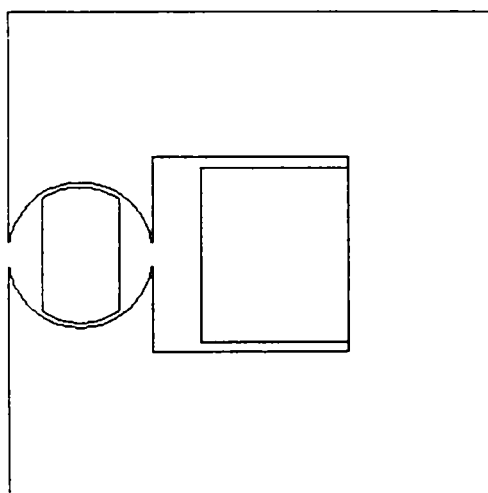


Fig.3.29.a. Rotor la energie *maximă*.

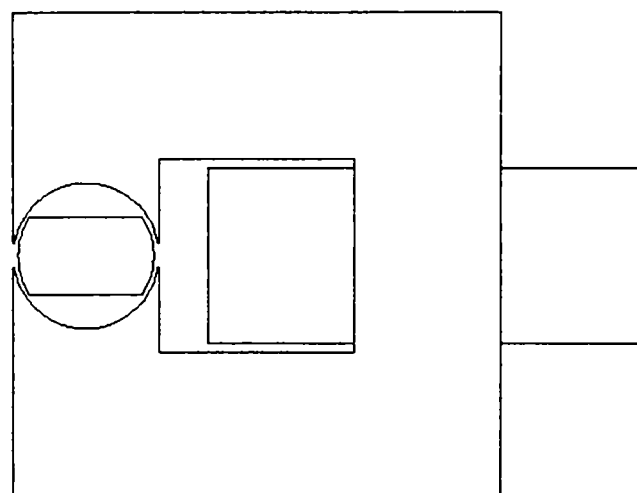


Fig.3.29.b. Rotor la energie *minimă*.

În continuare se prezintă geometria mașinii și modul de închidere al liniilor de câmp pentru:

Energie maximă

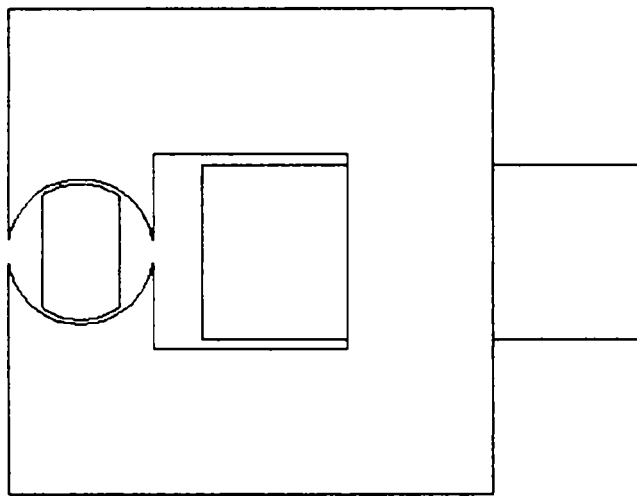


Fig. 3.30. a. Rotor în axa longitudinală.

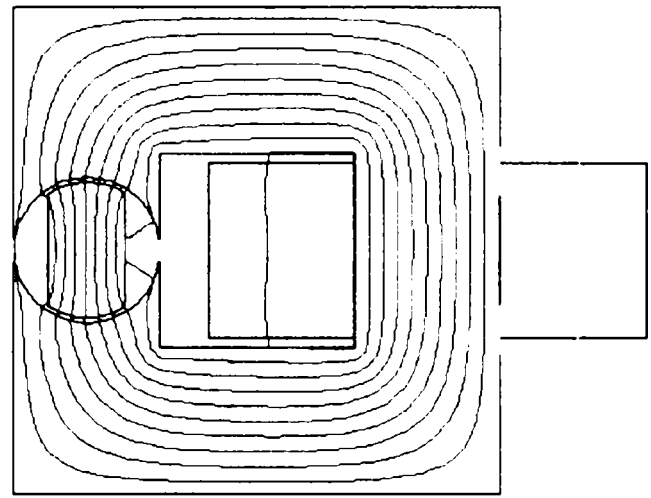


Fig.3.30. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

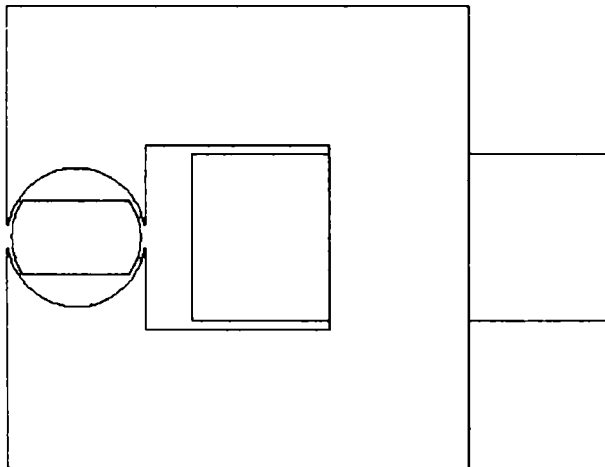


Fig. 3.31. a. Rotor în axa transversală.

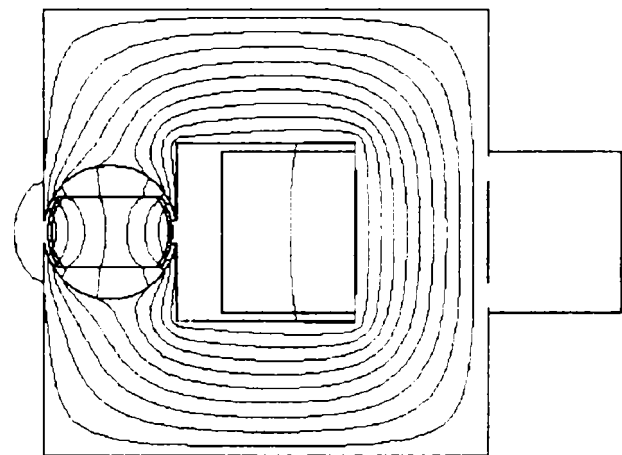


Fig.3.31. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

3.3.2.2. Micromotorul sincron reactiv cu magnet permanent de lungime constantă în rotor

La modelarea micromotorului sincron reactiv cu magnet permanent de lungime constantă în rotor, s-a luat în considerare o lungime l_{mp} optimă a magnetului. Această lungime este determinată prin calcul, din considerente de energie maximă obținută de la magnetul permanent.

Calculul acestei lungimi este dat la cap. 4.2.1.1.

În toate simulările vom avea întrefierul constant și egal cu 1[mm] la lungimea magnetului egală cu 1.025[mm].

Mașina va avea următoarea geometrie:

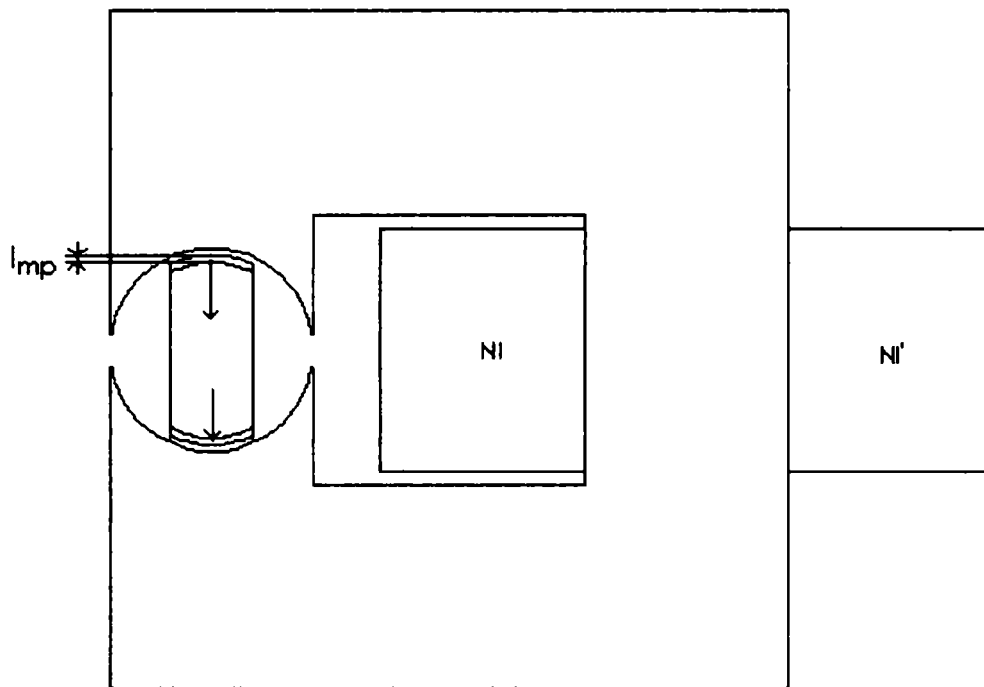


Fig.3.32. Geometria micromotorului sincron reactiv cu magnet permanent.

Ca și mai înainte se va calcula variația de energie optimă în vederea determinării optimului geometriei rotorului.

Pentru fiecare grosime vom avea două simulări pentru cele două poziții ale rotorului obținând cele două valori ale energiei E_1 și E_2 . Variația de energie se va calcula făcând diferența celor două energii.

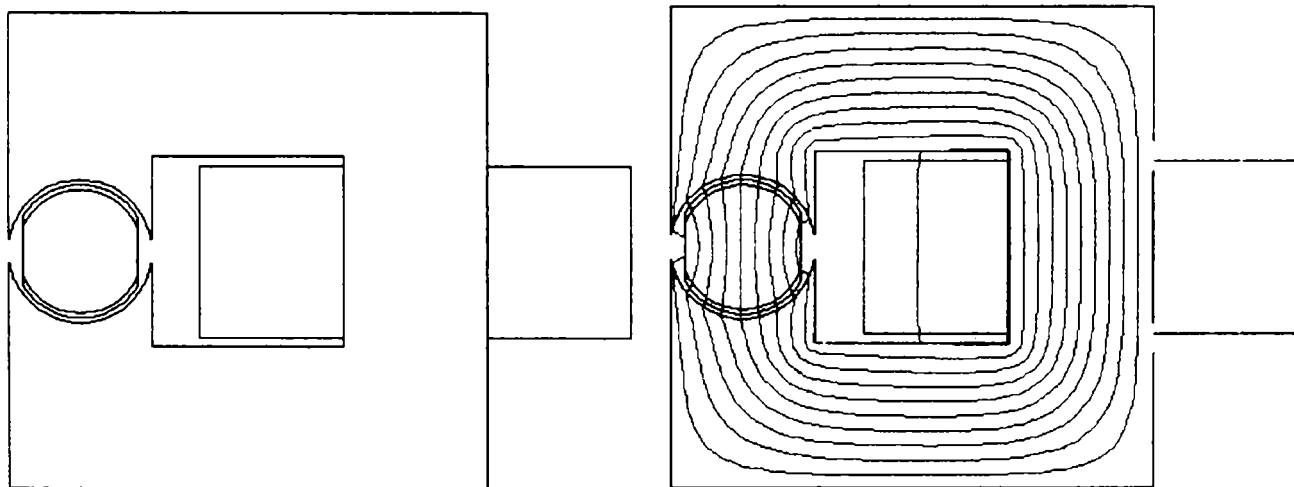


Fig. 3.33. a. Rotor în axa longitudinală.

Fig.3.33. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

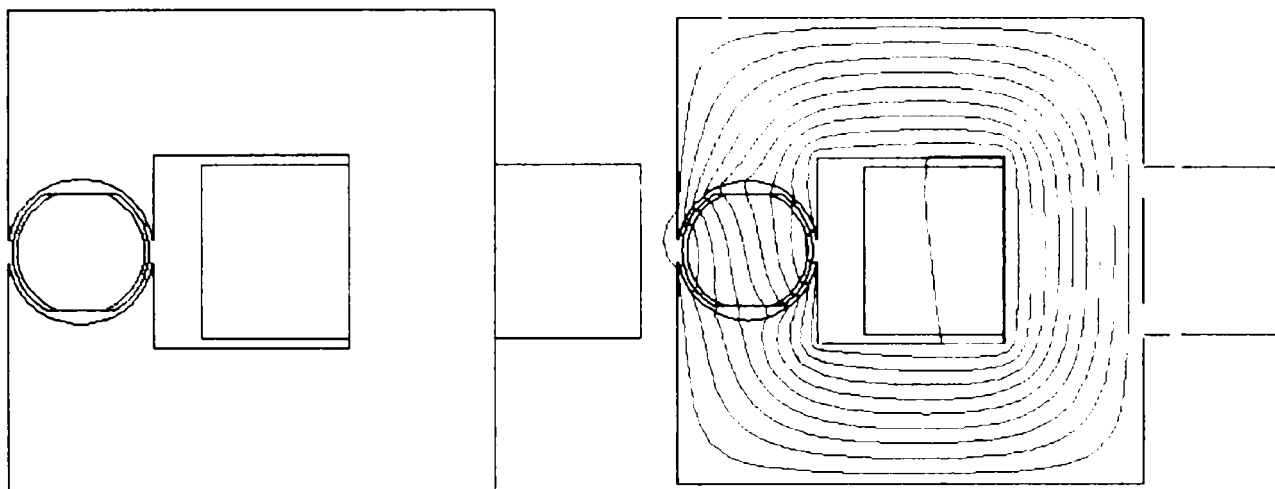


Fig. 3.34. a. Rotor în axa transversală.

Fig.3.34. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

În concluzie, soluțiile optime pentru varianta monofază au în vedere cele două tipuri de MSR ce se fabrică în mod curent:

- fără MP în rotor, mai ieftine dar mai puțin performante,
- cu MP în rotor, mai scumpe dar cu performanțe ridicate.

Pe baza datelor prezentate se poate dimensiona optimal MSR monofază în ambele variante constructive ce există în prezent în fabricație.

Nu se cunosc, însă, variante optime și din acest motiv calculul cu metode numerice în FLUX 2D oferă varianta calculului optimal pentru care se obține un cuplu maxim la același gabarit.

3.4 Micromotorul sincron reactiv pas cu pas (6 poli statorici și 4 poli rotorici)

Pentru modelarea micromotorului sincron reactiv pas cu pas s-a ales varianta MSR 6 + 4 (6 poli statorici și poli rotorici).

Opțiunea pentru modelul propus rezultă urmare utilizării pe scară tot mai largă a acestei soluții în fabricația curentă a micromotoarelor pas cu pas [A2, B5, B12, H4, O2, S5].

3.4.1. Micromotorul sincron reactiv fără magnet permanent în rotor

În baza celor menționate anterior la metoda de calcul cu programul (FLUX 2D) se optimizează geometria micromotorului prezentată în fig.3.35., în care:

- $a/2$ - jugul magnetic,
- a - grosimea dintelui statoric,
- b - înălțimea creștăturii statorice ,
- c - deschiderea creștăturii statorice,
- d - baza creștăturii statorice,
- A, B, C intrare faze,
- A', B', C' ieșire faze

Materialele active: miezul feromagnetic și conductoarele înfășurărilor sunt cele uzuale, folosite în construcția mașinilor electrice, existente în baza de date a programului FLUX 2D.

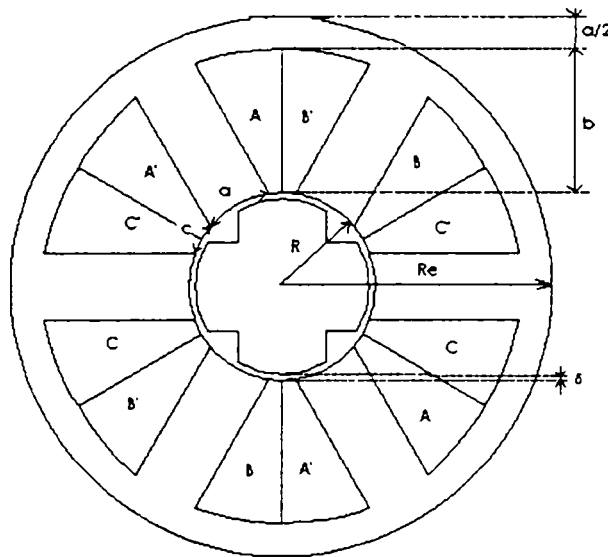


Fig.3.35. Geometria MSR (6 + 4) fără MP în rotor.

Simulările în FLUX 2D pentru micromotorul figurat mai sus se vor face pentru trei valori ale lui R.

Pentru fiecare valoare a lui R se calculează trei variante:

- Rotorul are $g=a$ [mm],
- Rotorul are $g=a-1$ [mm],
- Rotorul are $g=a+1$ [mm].

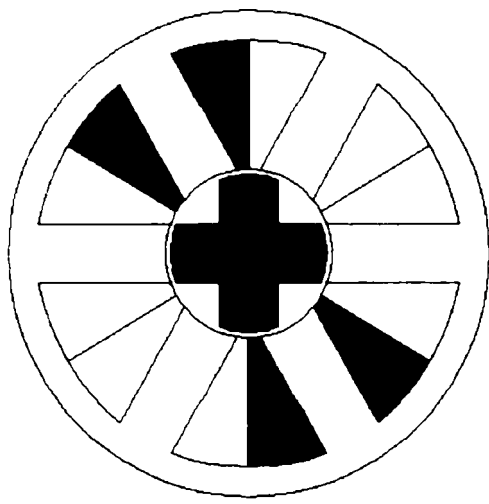


Fig. 3.36. a. Alimentare fază A .

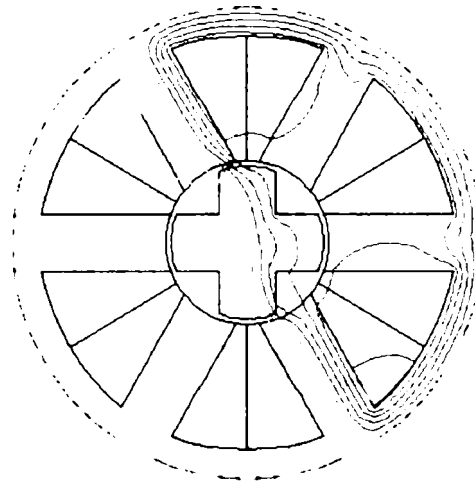


Fig.3.36. b. Spectrul liniilor de câmp la energia minimă.

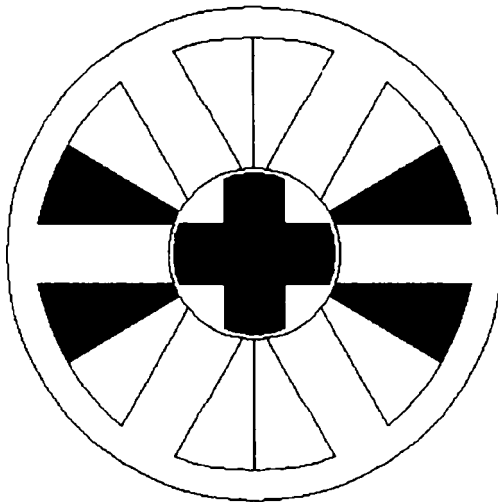


Fig. 3.37. a. Alimentare fază C.

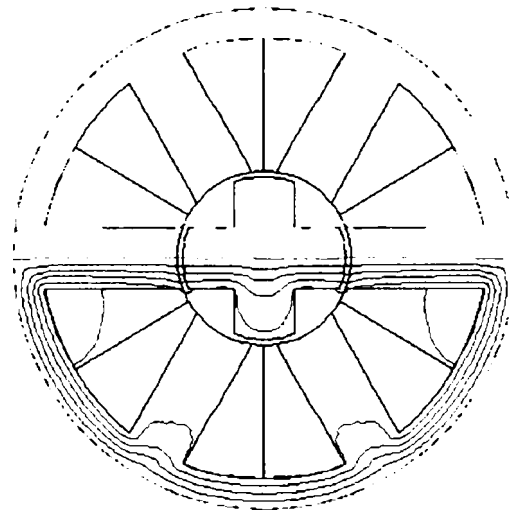


Fig.3.37. b. Spectrul liniilor de câmp la energia maximă.

Făcând diferența celor două energii se obține valoarea cuplului corespunzător diverselor geometrii. La valoarea maximă a variației de energie cuplul este maxim și deci grosimea dintelui rotoric este optimă.

3.4.2. Micromotorul sincron reactiv cu magnet permanent în rotor

Modelarea micromotorului sincron reactiv cu magnet permanent în rotor folosește același model ca la varianta fără magnet permanent.

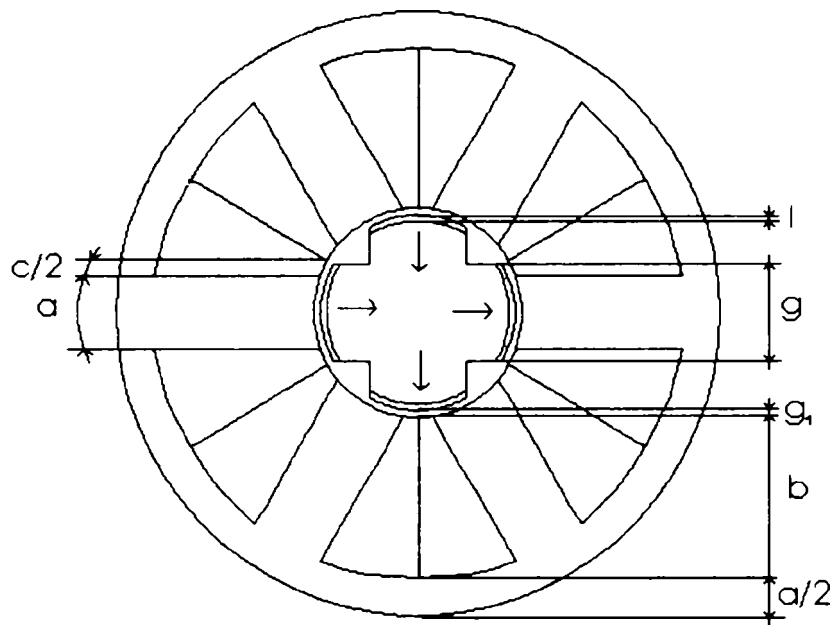


Fig.3.38. Geometria MSR (6 + 4) cu MP rotor.

La MSR în configurația 6+4 (6 poli statorici + 4poli rotorici) se dimensionează optimal rotorul astfel ca să se obțină cuplul maxim la același gabarit.

Variantele cu și fără magnet permanent calculate optimal conduc la micromotoare cu performanțe mult îmbunătățite, cu precizie ridicată în acționarea mecanismului de pendulare. Prin plasarea rotorului în două poziții distincte se obține variația de energie pentru o anumită grosime a dintelui rotorici. Grosimea optimă a dintelui se obține pentru variația maximă de energie

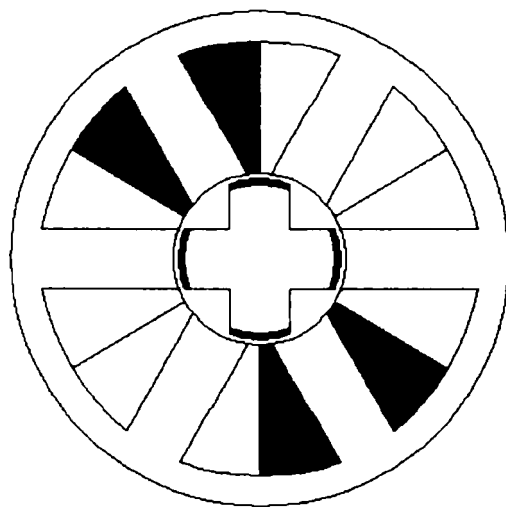


Fig. 3.39. a. Alimentare fază A.

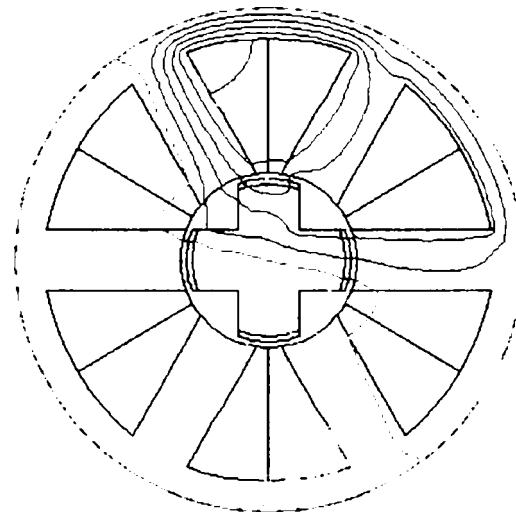


Fig.3.39. b. Spectrul liniilor de câmp

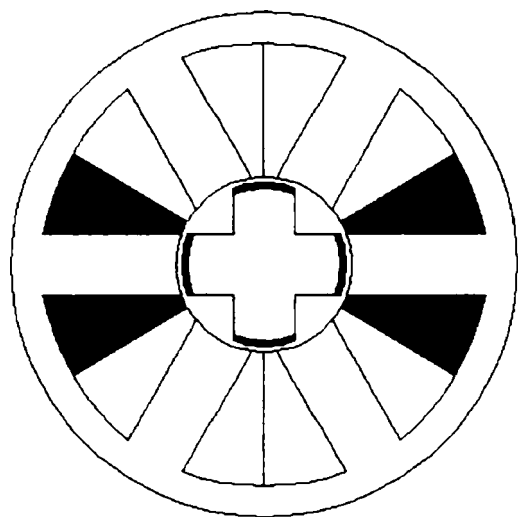


Fig. 3.40. a. Alimentare fază C

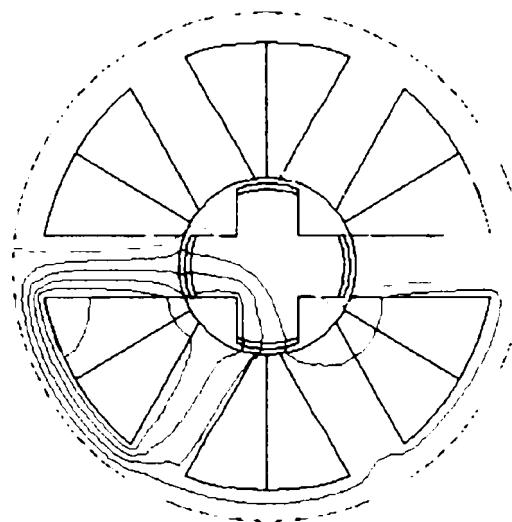


Fig.3.40. b. Spectrul liniilor de câmp la energia maximă

Variantele mono și trifazate ale micromotorului sincron reactiv s-au analizat la diferite geometrii care se folosesc în fabricația curentă.

Se consideră de autor ca fiind deosebit de importantă varianta optimă care realizează la același gabarit cuplul maxim. Această variantă optimă se caracterizează prin grosimea rotorului “g” aleasă în urma unui calcul optimal.

Variantele optime pentru diversele geometrii și alimentări s-au calculat atât pentru rotor cu magnet permanent cât și fără.

Simulările numerice dau câmpului magnetic și valorile energiilor magnetice pentru două cazuri:

- rotor plasat în axa longitudinală (energie maximă),
- rotor plasat în axa transversală (energie minimă).

La grosimea optimă a rotorului “g” variația de energie dintre cele două poziții este maximă.

Rezultatele simulărilor numerice se dau în capitolul următor.

Cap. 4. CALCULUL OPTIMAL CU METODE NUMERICE AL MICROMOTORULUI SINCRON

În acest capitol se dau rezultatele calculului optimal bazat pe programul FLUX 2D, în prelucrarea datelor. Programul FLUX 2D bazat pe metode numerice poate rezolva, cu succes, probleme neliniare cum ar fi: saturația circuitelor magnetice; ecuații diferențiale neliniare (în care intervine cuplul electromagnetic determinat din produse de doi curenți); geometrii de circuite magnetice complicate, cum este cazul mașinilor sincrone pas cu pas.

La abordarea calcului optimal s-au avut în vedere geometriile micromotorului expuse la capitolul 3.

4.1. Micromotorul sincron alimentat trifazat

Calculul micromotorului sincron alimentat trifazat urmând modelul propus la paragraful 2.2. va trata atât cazul motorului fără magneți permanenți cât și cazul motorului cu magneți permanenți.

4.1.1. Micromotorul sincron trifazat fără magnet permanent în rotor

Geometria micromotorului este următoarea:

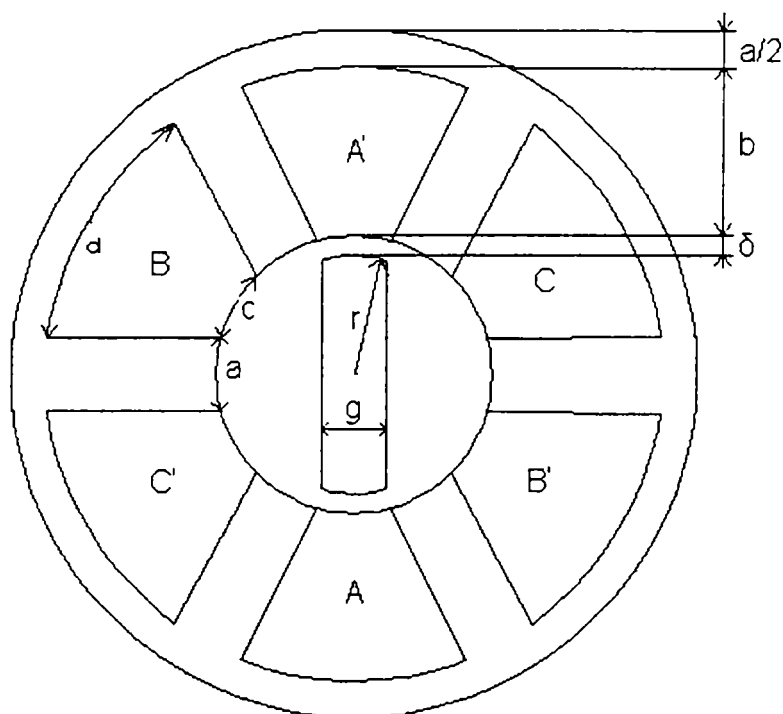


Fig.4.1. Geometria motorului trifazat.

Unde pentru motorul considerat: $r=10[\text{mm}]$; $\delta=1[\text{mm}]$; $b=12.75[\text{mm}]$; $a=5.5[\text{mm}]$.

În simulările făcute avem în vedere determinarea grosimii optime a rotorului; s-au făcut simulări pentru $g=\{2,3,3.5,4,5,5.5,6,8,12\}[\text{mm}]$.

La această mașină au fost alimentate toate cele trei faze astfel:

$$I_A=1000[\text{A}_{\text{sp}}],$$

$$I_B=I_C=-I_A/2 \Rightarrow$$

$$I_B=I_C=-500[\text{A}_{\text{sp}}].$$

În concluzie solenația va fi după cum urmează:

$$A \dots\dots 1000[\text{A}_{\text{sp}}], \quad A' \dots\dots -1000[\text{A}_{\text{sp}}],$$

$$B \dots\dots -500[\text{A}_{\text{sp}}], \quad B' \dots\dots 500[\text{A}_{\text{sp}}],$$

$$C \dots\dots -500[\text{A}_{\text{sp}}], \quad C' \dots\dots 500[\text{A}_{\text{sp}}].$$

1) În cazul rotorului aliniat în dreptul creștături A, curba solenației va fi (figura 4.2):

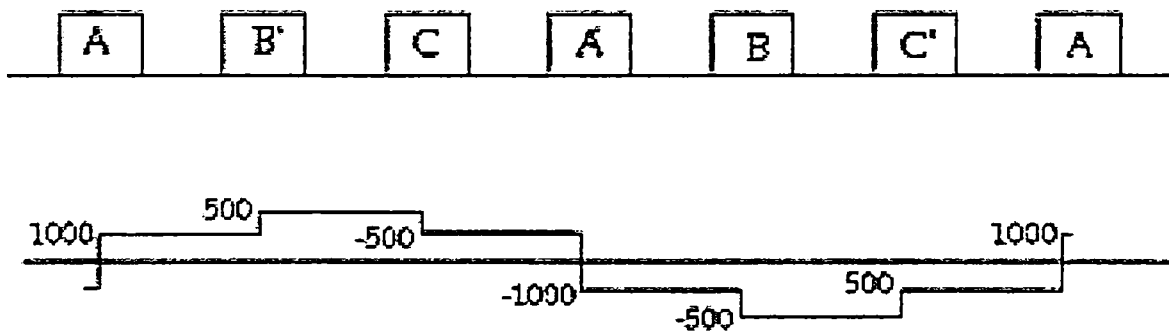


Fig.4.2. Curba solenației la rotor în axa A-A'.

Configurația câmpului la energie maximă va fi (figura 4.3):

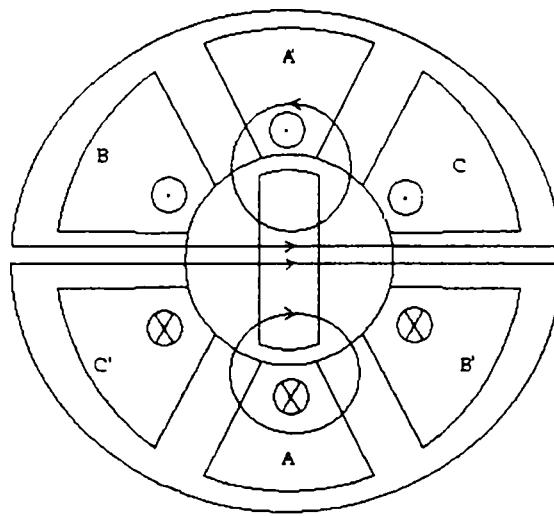


Fig.4.3. Liniile câmpului magnetic în cazul 1.

2) În cazul rotorului aliniat la $\pi/2$ față de creștătura A solenația va fi aceeași (figura 4.4):

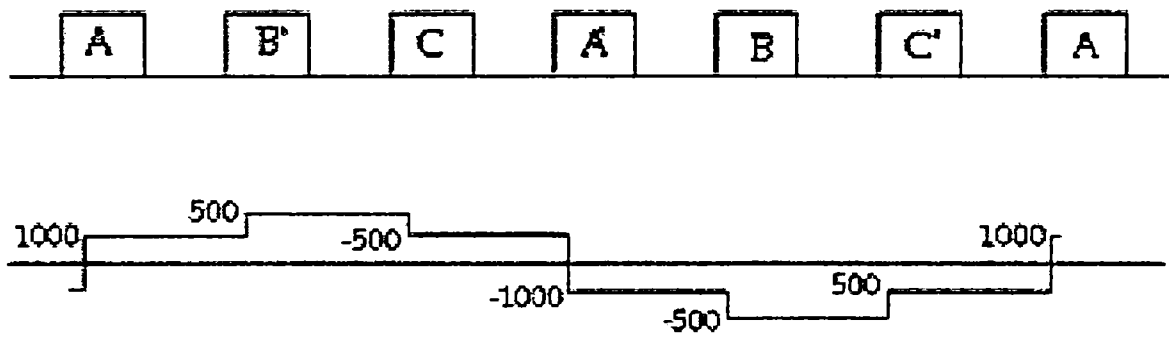


Fig.4.4. Curba solenației la rotor perpendicular pe axa A-A'.

Configurația câmpului va fi energie maximă va fi (figura 4.5):

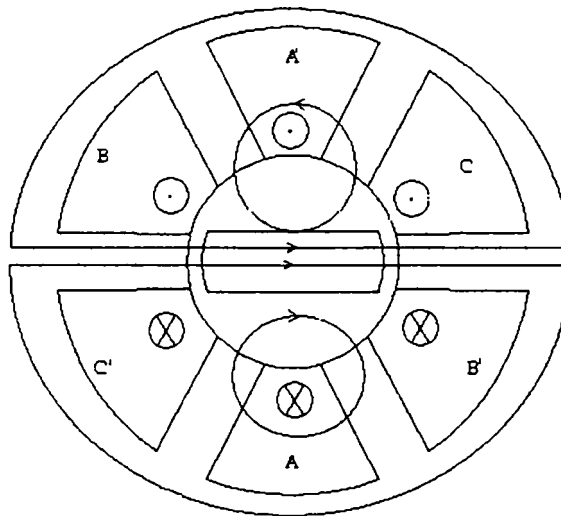


Fig.4.5. Liniile câmpului magnetic în cazul 2.

Pentru ambele situații avem aceeași formă a curbei solenației.

Rezultatele obținute în urma simulărilor numerice sunt prezentate în graficul din figura 4.6.

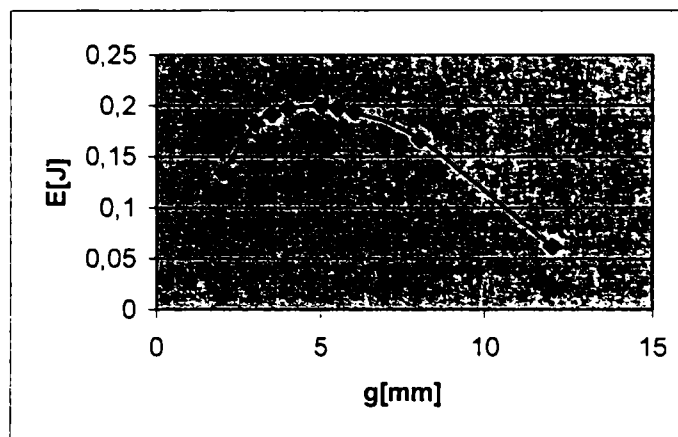


Fig.4.6. Variația energiei cu grosimea rotorului

Concluzie: optimul găsit este pentru $g=5$ [mm].

Energia E1, respectiv energia E2 s-au obținut din simulări pentru cele două poziții diferite ale rotorului ce fac între ele un unghi $\alpha=90^\circ$, așa cum de fapt ne-am propus la modelarea micromotorului.

Tabelul 4.1.

g[mm]	E1[J]	E2[J]	ΔE [J]
2	0.199717	0.334466	0.134749
3	0.210348	0.392941	0.182593
3.5	0.21638	0.407639	0.191259
4	0.222925	0.419975	0.19705
5	0.23742	0.437371	0.199951
5.5	0.246002	0.443612	0.19761
6	0.254672	0.448304	0.193629
8	0.290967	0.457584	0.166717
12	0.362821	0.424626	0.061805

În tabelul de mai sus este subliniat faptul că energia maximă se obține pentru $g=5$ [mm].

În figurile următoare sunt prezentate geometria mașinii și spectrul liniilor de câmp pentru cele două poziții distincte ale rotorului.

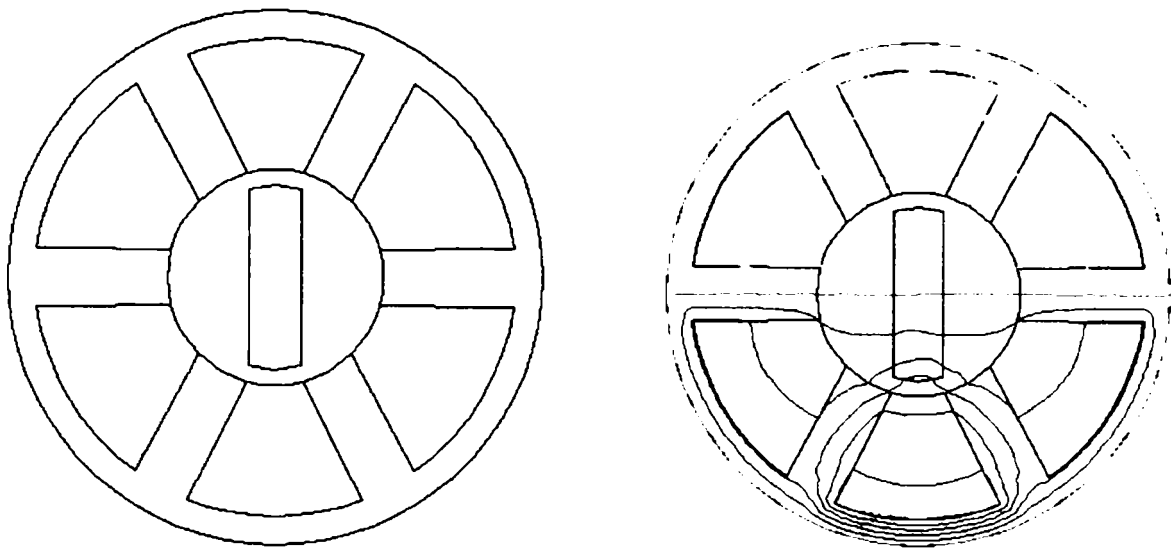


Fig.4.7. Rotor aliniat la creștătura A.

E 1 – energie minimă.

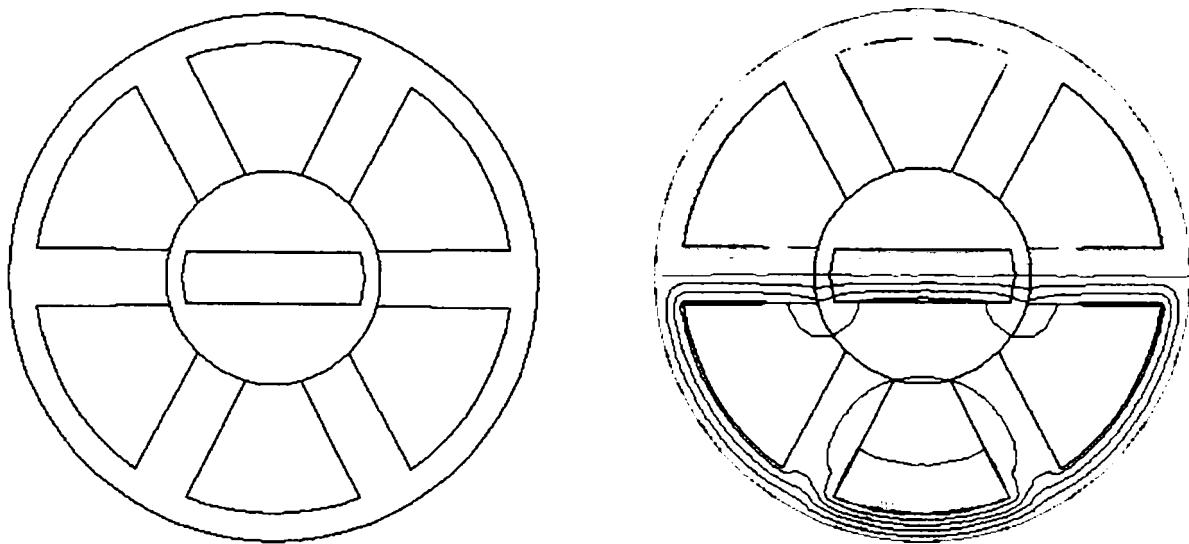


Fig.4.8. Rotor perpendicular pe axa A-A'.

E 2 – energie maximă.

4.1.1.1. Calculul parametrilor micromotorului, la grosimea optimă a rotorului determinată anterior

Parametrii motorului se vor determina având în vedere geometria motorului prezentată în figura 4.1., în condițiile optimului pentru "g" determinat la punctul anterior.

$$S_u = (c + d) * k_u * \frac{b}{2} \quad \text{suprafața utilă ,} \quad (4.1)$$

$$k_u = 0.7 \quad \text{factor de umplere .} \quad (4.2).$$

Suprafața utilă calculată pentru N spire în creștătură, având diametrul "d", este:

$$S_u = N * \frac{\pi * d^2}{4} \quad (4.3).$$

Calculul deschiderii creștăturii, "c".

$$\frac{2\pi(r+1)}{2} = 3a + 3c \quad , \quad (4.4)$$

sau,

$$3c = \frac{2\pi(r+1)}{2} - 3a \quad , \quad (4.5)$$

Sau,

$$c = \frac{1}{3} \left(\frac{2\pi(r+1)}{2} - 3a \right) , \quad (4.6)$$

de unde,

$$c = \frac{1}{3} \left(\frac{2 * 3.14(9+1)}{2} - 3 * 5.5 \right) , \quad (4.7)$$

și în final

$$c = 4.966 \text{ [mm]} \quad . \quad (4.8) .$$

Calculul creștăturii la bază, "d".

$$\frac{2\pi(r+\delta+b)}{2} = 3a + 3d \quad , \quad (4.9)$$

Sau,

$$3d = \frac{2\pi(r+\delta+b)}{2} - 3a \quad , \quad (4.10)$$

sau,

$$d = \frac{1}{3} \left(\frac{2\pi(r + \delta + b)}{2} - 3a \right) , \quad (4.11)$$

de unde,

$$d = \frac{1}{3} \left(\frac{2 * 3.14(9 + 1 + 12.75)}{2} - 3 * 5.5 \right) , \quad (4.12)$$

și în final

$$d = 18.835 \text{ [mm]} \quad (4.13) .$$

Din relațiile (4.1),(4.2) rezultă:

$$(c+d) * k_u * \frac{b}{2} = N * \frac{\pi * d^2}{4} , \quad (4.14),$$

sau,

$$(4.966 + 18.835) * 0.7 * \frac{12.75}{2} = N * \frac{3.14 * d^2}{4} , \quad (4.15)$$

de unde

$$Nd^2 = 140,6[\text{mm}^2] \quad (4.16)$$

Curentul I este:

$$I = \frac{\pi * d^2}{4} * j \quad (4.17)$$

și cu

$$j = 6.82 \left[\frac{A}{\text{mm}^2} \right] \text{ densitatea de curent (valoarea obținută din simularea în Flux2D)}$$

se obține:

$$I = 5.3537d^2 \quad (4.18)$$

Ecuțiile satorice în model ortogonal sunt:

$$U_d = R * I_d - 314 * L_q * I_q , \quad (4.19)$$

$$U_q = R * I_q + 314 * L_d * I_d , \quad (4.20)$$

$$U^2 = U_d^2 + U_q^2 \quad (4.21)$$

Din (4.19),(4.20) și (4.21) rezultă:

$$U^2 = R^2 * I_d^2 + 314^2 * L_q^2 * I_q^2 - 2 * 314 * L_q * I_q * R * I_d + R^2 * I_q^2 +$$

$$+314^2 * L_d^2 * I_d^2 + 2 * 314 * L_d * I_d * R * I_q \quad , \quad (4.22)$$

unde

$$U = 380 \text{ [V]} \quad , \quad (4.23)$$

$$R = \frac{\rho * l}{S} \quad , \quad (4.24)$$

$$\rho_{Cu} = 0.0178 \left[\frac{\omega * mm}{m} \right] \quad , \quad (4.25)$$

$$l = 0.06 \text{ [m]} \text{ (lungimea micromotorului)} \quad (4.26) .$$

Din relațiile (4.22), (4.24) și (4.25) rezultă:

$$380^2 = 0.000007652 * \frac{N}{d^4} * I^2 + 1.85702 * 10^{-6} * \frac{N}{d^2} * DQ + \\ + 7.884 * 10^{-8} N^4 Q^2 + 3.807 * 10^{-7} D^2 N^4 \quad , \quad (4.27)$$

unde $I_q = Q$ și $I_d = D$.

Notațiile de mai sus s-au făcut pentru simplificarea rezolvării sistemului în Scientific Work Space.

Curentul statoric I este:

$$I^2 = I_q^2 + I_d^2 \quad , \quad (4.28)$$

sau,

$$I^2 = Q^2 + D^2 \quad , \quad (4.29).$$

cuplul electromagnetic este:

$$M_{elmag} = (L_d - L_q) * I_q * I_d \quad , \quad (4.30),$$

sau,

$$M_{elmag} = \frac{\Delta E}{\Delta \alpha} = \frac{1.99951}{\frac{\pi}{2}} \quad , \quad (4.31)$$

unde valoarea lui ΔE este varianta optimă din tabelul 4.1.

Din simularea în FLUX 2D s-au obținut valorile inductanțelor sincrone L_d și L_q :

$$L_d = 0.0196589 \text{ [H]} \text{ (din simulare)} \quad , \quad (4.32)$$

$$L_q = 0.00894247 \text{ [H]} \text{ (din simulare)} \quad (4.33)$$

Valorile inductivităților în simulare au fost calculate pentru 100 de spire; ele vor fi recalulate după rezolvarea sistemului pentru numărul real de spire.

Din relațiile (4.30), (4.31), (4.32) și (4.33) rezultă:

$$\frac{N^2}{10000} * D * Q = 11.8853 \quad (4.34)$$

Din calculele efectuate va rezulta următorul sistem:

Tabel 4.2.

$Nd^2 = 140.6$
$l = 5.3537d^2$
$l^2 = Q^2 + D^2$
$\frac{N^2}{10000} DQ = 11.8853$
$380^2 = 0.000007652 \frac{N^2}{d^4} l^2 + 1.85702 * 10^{-6} \frac{N^2}{d^2} DQ + 7.884 * 10^{-6} N^4 Q^2 + 3.807 * 10^{-7} D^2 N^4$

Necunoscutele sistemului sunt N, d, l, Q și D.

Soluția sistemului este:

$$[N = 1630; Q = 0.45102; d = 0.29370; l = 0.4618; D = 9.9184 * 10^{-2}] \quad (4.35)$$

Parametrii mașinii sunt:

$$R = 0.0178 * \frac{0.122 * 4}{3.1415 * 0.29370} * 1630 = 52,250 [\Omega] \quad (4.36)$$

$$L_d = 0.019658 \left(\frac{1630}{100} \right)^2 = 5,2229 [H] \quad (4.37)$$

$$L_q = 0.00894247 \left(\frac{1630}{100} \right)^2 = 2,3759 [H] \quad (4.38).$$

Concluzie:

Prin simularea numerică în FLUX 2D, în condițiile impuse la capitolul 3, se pot determina dimensiunile geometrice optime ale micromotorului și parametrii mașinii: R, Ld și Lq.

Metodologia utilizată pentru calculul parametrilor mașinii R, Ld și Lq, se poate aplica pentru toate variantele de micromotoare analizate în prezenta lucrare.

4.1.2. Motorul sincron trifazat cu magnet permanent în rotor

În urma simulărilor în FLUX 2D privind motorul sincron trifazat cu magnet permanent în rotor, având datele de modelare propuse la capitolul 3.2., păstrând geometria motorului fără magnet permanent prezentată în fig. 4.1. și utilizând aceeași metodologie de calcul ca la capitolul 4.1.1.s-au obținut datele din tabelul 4.2.

Tabelul 4.2

g[mm]	E1[J]	E2[J]	ΔE [J]
2	0.6088805	0.474402	0.134403
4	0.546665	0.329517	0.217148
6	0.0496628	0.24144	0.255188
8	0.503004	0.202932	0.300072
12	0.569614	0.202734	0.36688
14	0.501238	0.200018	0.30122

În baza datelor din tabel s-a ridicat graficul din figura 4.9.

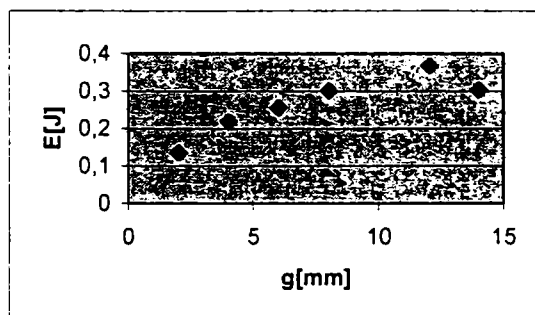


Fig. 4.9. Variația energiei cu grosimea rotorului.

Simulările s-au făcut pentru aceeași cantitate de magnet indiferent de grosimea rotorului (104 mm² magnet).

Se observă că maximum se înregistrează pentru grosimea rotorului de 12[mm].

Energia E1, respectiv energia E2 s-au obținut din simulări pentru cele două poziții diferite ale rotorului ce fac între ele un unghi $\alpha=90^\circ$, așa cum s-a procedat și în cazul micromotorului fără magneți permanenți.

În tabelul de mai sus este subliniat faptul că energia maximă se obține pentru $g=12$ [mm].

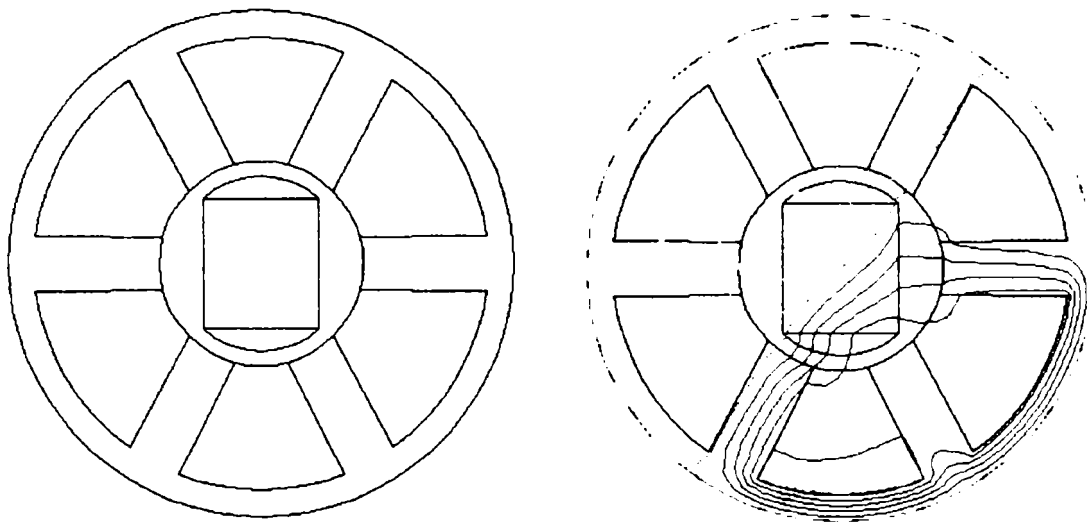


Fig.4.10.a. Spectrul liniilor de câmp la energie *maximă*.

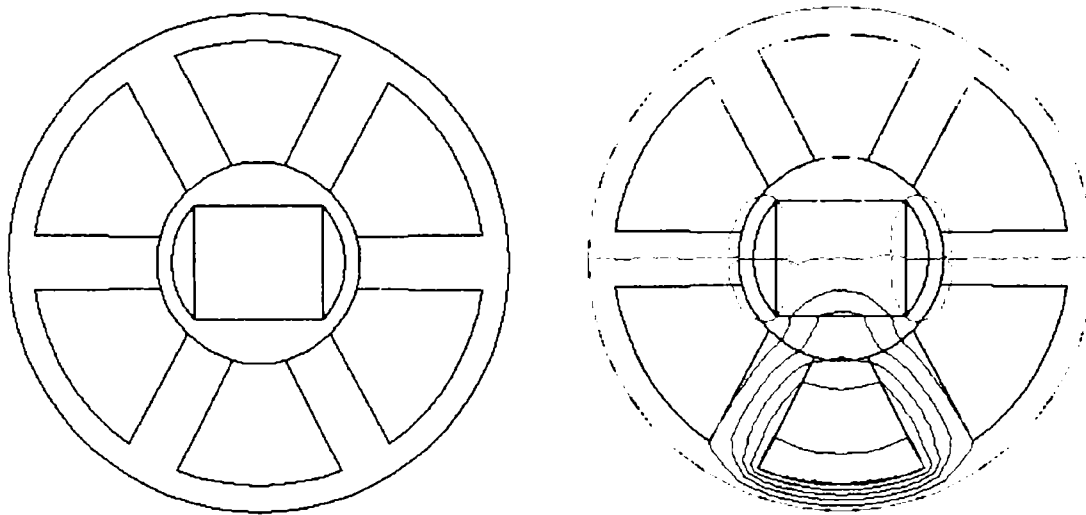


Fig.4.10.b. Spectrul liniilor de câmp la energie *minimă*.

În figura 4.10.a. corespunzătoare energiei maxime E_1 și în figura 4.10.b. corespunzătoare energiei minime E_2 , sunt prezentate pozițiile rotorului și spectrul liniilor de câmp pentru cele două poziții distincte ale rotorului folosite la calculul optimal.

Ca și în cazul motorului fără magneți permanenți, utilizând aceeași metodologie de calcul, folosind rezultatele obținute prin simularea propusă în FLUX 2D, parametrii mașinii R , L_d și L_q se pot determina pentru varianta optimă.

4.1.3. Concluzii

În concluzie la mașina sincronă trifazată, în urma optimizării grosimii rotorului rezultă următoarele:

- grosimea optimă a rotorului pasiv este în jurul valorii de 5[mm]
- grosimea optimă a rotorului cu magneți permanenți a rezultat în jurul valorii de 12[mm]. În acest caz simulările s-au făcut pentru aceeași cantitate de magnet în rotor indiferent de grosimea acestuia.
- cuplul electromagnetic la mașina sincronă cu rotor pasiv este de două ori mai mic comparativ cu mașina sincronă cu magneți permanenți în rotor (la mașina sincronă cu rotor pasiv $\Delta E=0.199[\text{J}]$, iar la sincronă cu magneți permanenți în rotor $\Delta E=0.366[\text{J}]$).

$$M_{\text{elmag}} = \Delta E / \alpha \quad (4.39),$$

pentru $\alpha = \pi/2$,

la MS cu rotor pasiv:

$$M_{\text{elmag}} = 0.126[\text{Nm}] \quad (4.40),$$

la MS cu MP în rotor:

$$M_{\text{elmag}} = 0.233[\text{Nm}] \quad (4.41).$$

Reprezentarea proporției celor două cupluri electromagnetice pentru cazul a) și b) este dată în figura 4.11.

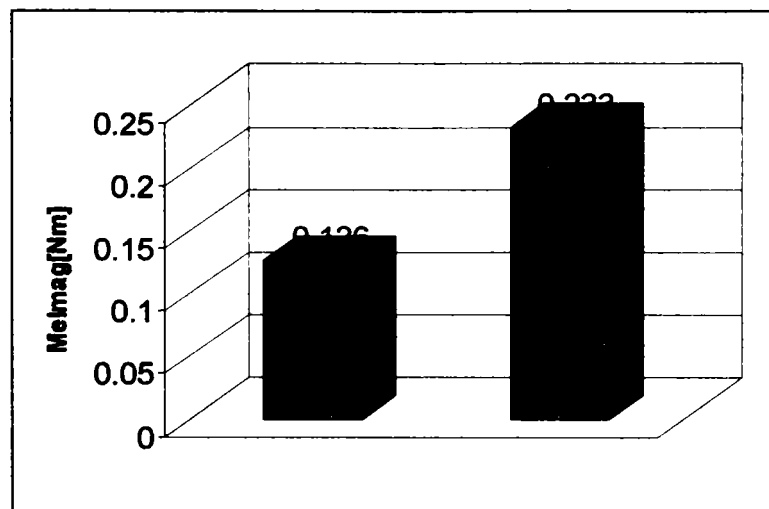


Fig. 4.11. Cuplul maxim la micromotorul sincron cu rotor pasiv și cu MP.

Așadar micromotorul sincron trifazat fără magnet permanent în rotor (rotor pasiv) are performanțe de două ori mai mici ca micromotorul sincron trifazat cu magnet permanent.

Micromotoarele sincrone trifazate cu magnet permanent sunt însă mai scumpe, într-un raport care se modifică continuu datorită prețului magneților permanenți, în continuă scădere. Acesta este dezavantajul principal al micromotoarelor sincrone trifazate cu magnet permanent.

4.2. Micromotorul sincron alimentat monofazat

În aplicațiile industriale care dispun doar de rețea monofazată, micromotorul sincron alimentat monofazat, deși are performanțe mai mici în comparație cu micromotorul sincron alimentat trifazat, este singura soluție.

Micromotorul se execută în două variante, cu magneți permanenți în rotor rezultând un micromotor performant și fără magneți permanenți în rotor, rezultând un motor cu performanțe mai reduse dar mai ieftin.

Solenajia de excitație poate fi concentrată sau distribuită.

4.2.1. Micromotorul sincron cu solenajie concentrată și magnet permanent

La unele geometrii ale micromotorului înfășurarea de excitație are dimensiuni radiale mult mai mici decât cele longitudinale și astfel se poate considera ipoteza că solenajia este concentrată (asemănătoare păturii de curent din teoria clasică).

Plasarea înfășurării de excitație lângă miez este echivalentă cu o solenajie concentrată.

4.2.1.1. Calculul optimal al lungimii magnetului din rotor

Lungimea magnetului permanent din rotor se calculează având în vedere curba $B(H)$, liniară a unui magnet permanent de tip dur (ALNICO).

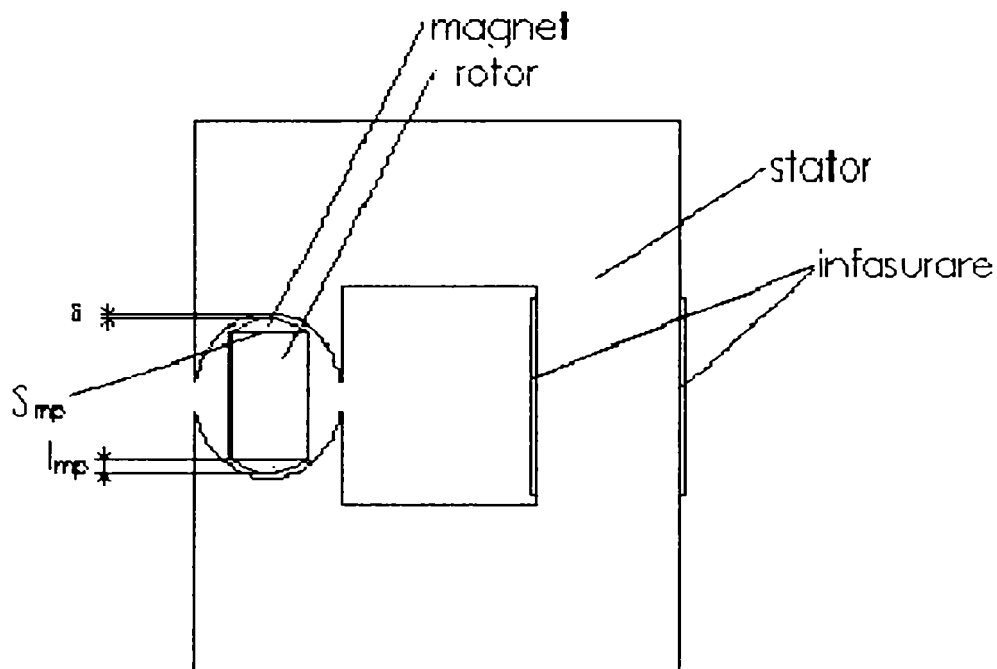


Fig. 4.12. Geometria MSR monofazat.

S_{mp} este suprafața magnetului permanent iar l_{mp} este lungimea magnetului permanent.

Magnetul permanent alături de solenație de excitație determină câmpul magnetic din mașină

Inducția în întrefier este definită de relația:

$$B_{\delta} = \frac{B_{mp} * S_{mp}}{S_{\delta}} \quad (\text{legea fluxului magnetic}), \quad (4.42)$$

cu,

$$-H_{mp} * l_{mp} + H_{\delta} * \delta = 0 \quad (\text{legea circuitului magnetic}) \quad (4.43)$$

și

$$B_{\delta} = \mu_0 * H_{\delta} \quad , \quad (4.44)$$

înlocuind (4.42) și (4.43) în (4.44) vom obține:

$$-H_{mp} * l_{mp} + \frac{B_{mp} * S_{mp}}{S_{\delta} * \mu_0} * \delta = 0 \Rightarrow l_{mp} = \frac{B_{mp} * S_{mp}}{S_{\delta} * \mu_0 * H_{mp}} * \delta \quad (4.45)$$

Vom considera în continuare următoarea curbă de magnetizare a magnetului [B18]:

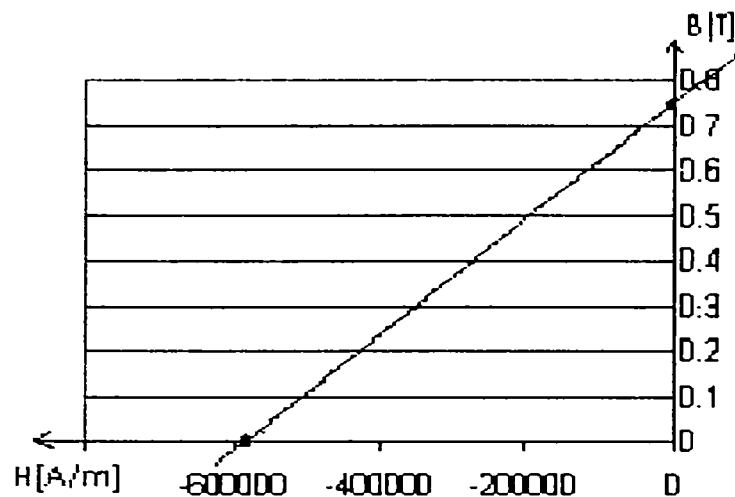


Fig. 4.13. Caracteristica MP.

La secțiuni egale pentru MP și pentru rotor rezultă:

$$S_{mp} \sim S_{\delta} \Rightarrow \frac{S_{mp}}{S_{\delta}} \sim 1 \quad (4.46)$$

Deoarece,

$$\frac{B_{mp}}{H_{mp}} = 1.025 * \mu_0 \text{ (din caracteristica magnetului permanent)} \quad (4.47),$$

din legea circuitului magnetic, rezultă:

$$l_{mp} = \frac{B_{mp} * S_{mp}}{S_{\delta} * \mu_0 * H_{mp}} * \delta \quad (4.48)$$

sau,

$$l_{mp} = 1 * \frac{\delta}{\mu_0} * \frac{B_{mp}}{H_{mp}} \quad (4.49)$$

Deci, la $\frac{B_{mp}}{H_{mp}} = 1,025 * \mu_0$

rezultă:

$$l_{mp} = \frac{\delta}{\mu_0} * 1.025 * \mu_0 \Rightarrow l_{mp} = 1.025 * \delta \quad (4.50)$$

Exemplu numeric:

$$\delta = 1[\text{mm}] \Rightarrow l_{mp} = 1.025 * \delta \Rightarrow l_{mp} = 1.025[\text{mm}] . \quad (4.51)$$

Calculul curentului de excitație se face având în vedere o inducție în întrefier de valoare:

$$B_{\delta} = 0.375 [\text{T}] , \quad (4.52)$$

adică jumătate din inducția remanentă, punctul de funcționare fiind în cadranul II, la mijlocul domeniului.

$$B_{\delta} = \frac{B_r}{2} = \frac{0.75}{2} = 0.375 [\text{T}] \quad (4.53)$$

Această valoare a inducției magnetice B_{δ} , face ca volumul de magnet permanent să fie minim.

Câmpul magnetic H_{δ} :

$$H_{\delta} = \frac{B_{\delta}}{\mu_0} = \frac{0.375}{\mu_0} , \quad (4.54)$$

determină solenația NI:

$$NI = 2 * H_{\delta} * \delta = 2 * \frac{0.375}{\mu_0} * \delta , \quad (4.55)$$

obținându-se:

$$NI = 2 * \frac{0.375}{4 * \pi * 10^{-7}} * 0.001 = 579[\text{Asp}] . \quad (4.56)$$

În continuare simulările în FLUX 2D se execută pentru 3 valori ale solenației:

- a) NI = 2000 [Asp] ,
 - b) NI = 600 [Asp] ,
 - c) NI = 300 [Asp] .
- (4.57)

Micromotorul pe care-l vom simula va avea următoarea geometrie:

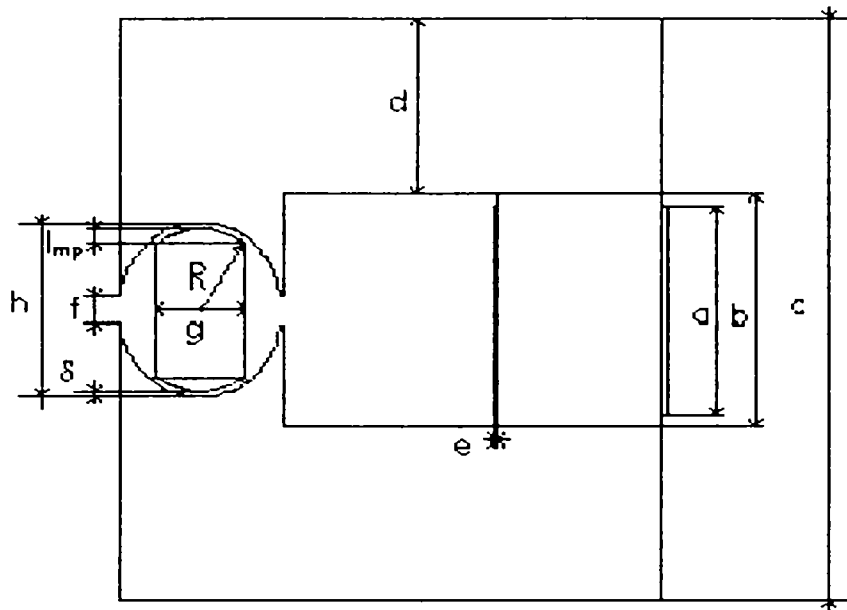


Fig. 4.14. Geometria MSR cu MP.

Dimensiunile geometrice sunt:

$$a = 36[\text{mm}]; b = 40[\text{mm}]; c = 100[\text{mm}]; d = 30[\text{mm}]; h = 30[\text{mm}]; f = 5[\text{mm}]; \\ \delta = 1[\text{mm}]; l_{mp} = 1.025[\text{mm}].$$

Se va stabili grosimea optimă a rotorului prin considerarea lui "g" în intervalul 4 – 28 [mm].

4.2.1.2. Micromotorul sincron cu magnet permanent în rotor

Pornind de la fabricația actuală a unor MSR care au suprafața transversală a MP de 104 mm^2 , dar care au rotorul cu diverse dimensiuni mai mult sau mai puțin apropiate de valoarea optimă, în continuare, se calculează grosimea optimă (g optim).

Deoarece performanțele MSR cresc cu cantitatea de MP și deci optimul ar fi la cantitatea maximă a MP din rotor, în simulările numerice abordate în continuare se pornește de la premiza unei cantități de MP constante (cazul A). Acest aspect este foarte important pentru optimizarea realizată în continuare.

În cazul B optimizarea se face având în vedere o lungime constantă a magnetului permanent.

În vederea determinării unui g optim rotorul va fi amplasat, așa cum s-a arătat la modelarea sistemului (cap. 3.3), în poziția corespunzătoare energiei maxime și respectiv energiei minime.

Simulările se fac pentru 3 solenații: 300, 600, 2000 [Asp].

A) Simularea micromotorului în cazul unei cantități de magnet constante în rotor(104[mm²])

• Solenație 300 [Asp]

În urma simulărilor în FLUX 2D privind motorul sincron monofazat analizat s-au obținut datele din tabelul 4.3.

Tabelul 4.3.

g[mm]	E1[J]	E2[J]	ΔE [J]
4	0.566982	0.475141	0.091841
8	0.547148	0.376114	0.171034
12	0.526265	0.333831	0.192425
16	0.517583	0.326742	0.190841
20	0.523921	0.335634	0.188287
24	0.531519	0.346415	0.185104

Se observă că maximum se înregistrează pentru grosimea rotorului de 12[mm].

Energia E1, respectiv energia E2 s-au obținut din simulări pentru cele două poziții diferite ale rotorului ce fac între ele un unghi $\alpha=90^\circ$.

În baza datelor din tabel s-a ridicat graficul din figura 4.15.

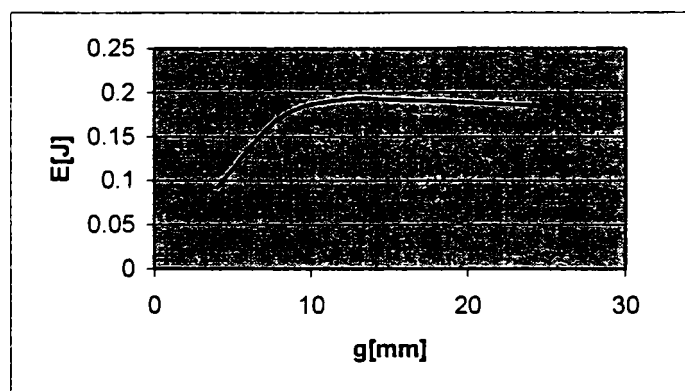


Fig. 4.15. Variația energiei cu grosimea rotorului.

În figurile ce urmează sunt prezentate geometria micromotorului și spectrul liniilor de câmp în situația amplasării rotorului în axa longitudinală, corespunzătoare energiei maxime și respectiv amplasarea rotorului în axa transversală, corespunzătoare energiei minime.

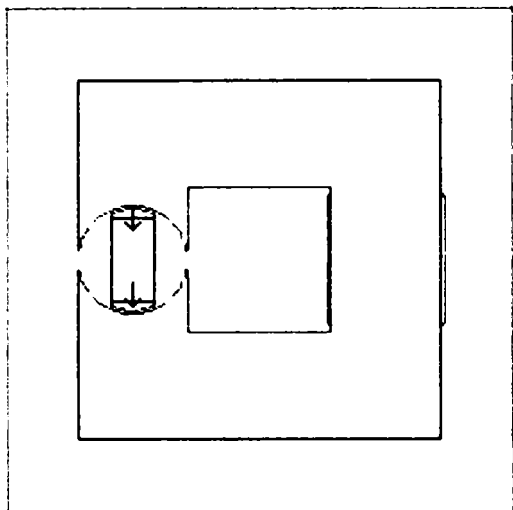


Fig. 4.16. a. Rotor în axa longitudinală.

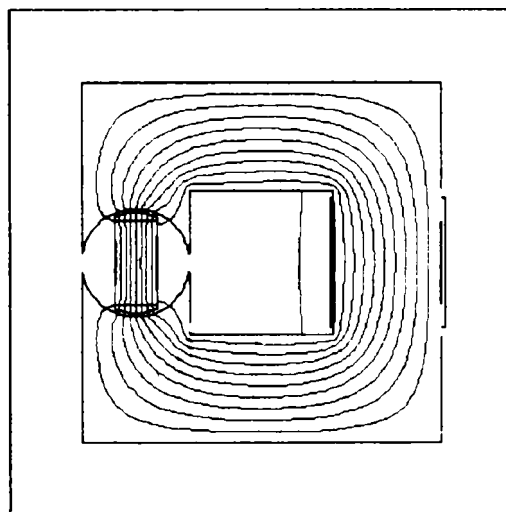


Fig. 4.16. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă.**

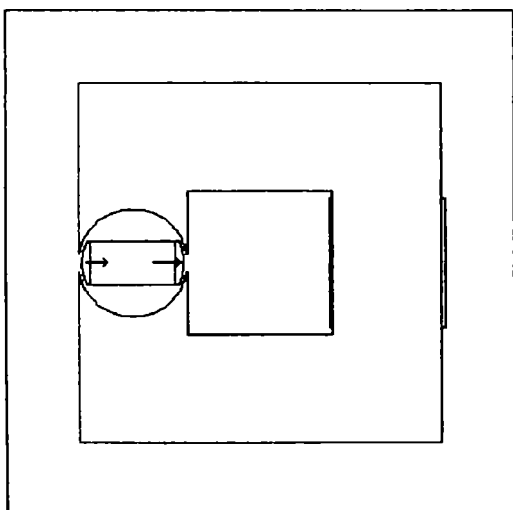


Fig. 4.17. a. Rotor în axa transversală.

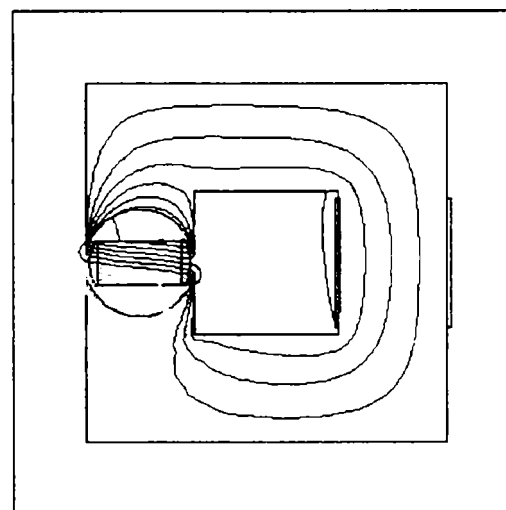


Fig. 4.17. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă.**

Este important de observat cum se modifică liniile de câmp în momentul în care rotim rotorul la 90°.

Energia E2 se observă că este mai mică decât E1 deoarece întrefierul în cazul 2 (fig.4.17. b) este mai mare.

• Solenație 600[Asp]

Pentru solenația de 600 [Asp] rezultatele sunt date în tabelul 4.4, iar variația energiei funcție de grosimea rotorului în graficul din fig. 4.18.

Tabelul 4.4

g[mm]	E1[J]	E2[J]	ΔE [J]
4	0.669536	0.5175	0.152036
8	0.694539	0.417778	0.276761
12	0.710709	0.378673	0.332036
16	0.73022	0.3946	0.33562
20	0.758441	0.430145	0.328296
24	0.790305	0.47278	0.317525

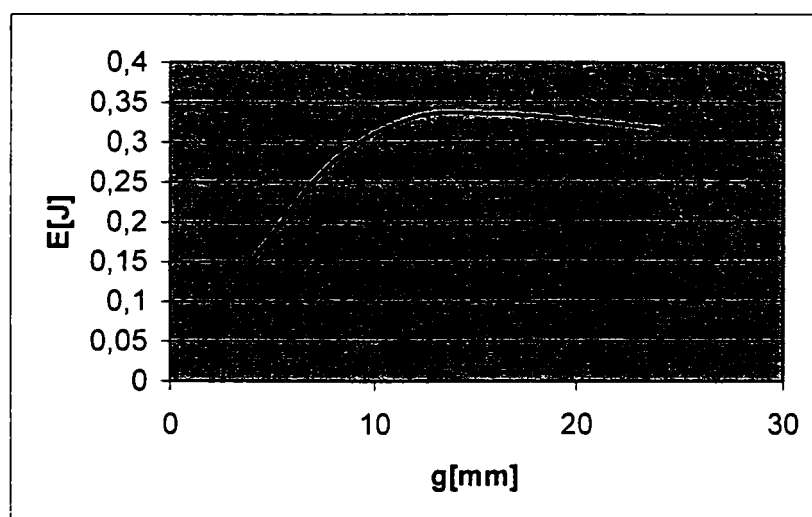


Fig. 4.18. Variația energiei cu grosimea rotorului.

În figurile ce urmează sunt prezentate geometria micromotorului și spectrul liniilor de câmp pentru situațiile corespunzătoare energiei maxime și respectiv minime.

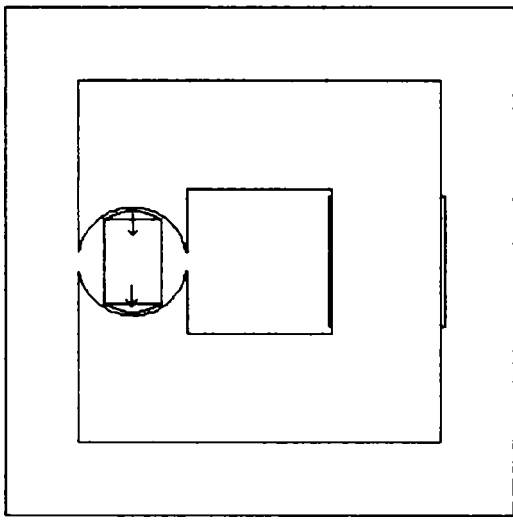


Fig. 4.19. a. Rotor în axa longitudinală.

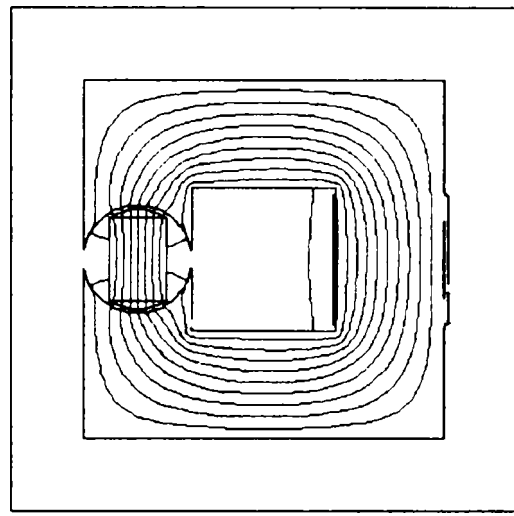


Fig. 4.19. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă.**

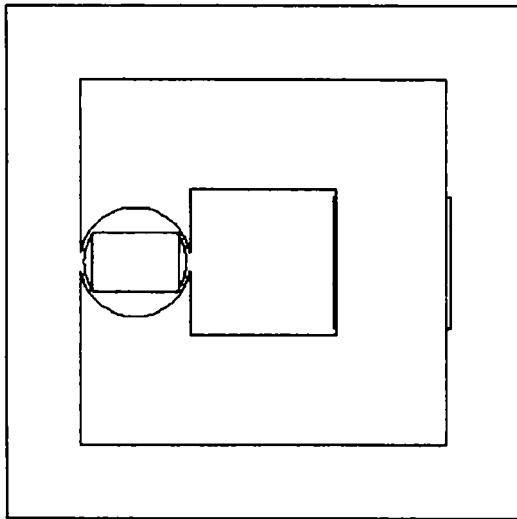


Fig. 4.20. a. Rotor în axa transversală.

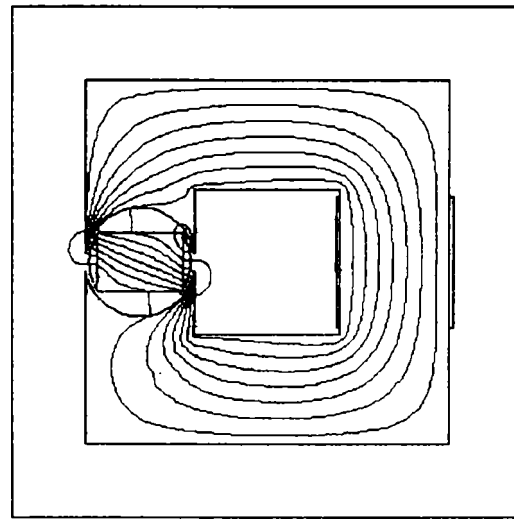


Fig. 4.20. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă.**

• Solenație 2000[Asp]

Pentru solenația de 2000 [Asp] rezultatele sunt date în tabelul 4.5, iar variația energiei în funcție de grosimea rotorului se prezintă în graficul din fig. 4.21.

Tabelul 4.5

g[mm]	E1[J]	E2[J]	ΔE [J]
4	1.57654	1.0942	0.48234
8	1.9046	1.0182	0.8864
12	2.21324	1.07542	1.13782
16	2.53517	1.32832	1.20685
20	2.816997	1.63386	1.18311
24	3.034	2.11451	0.91949

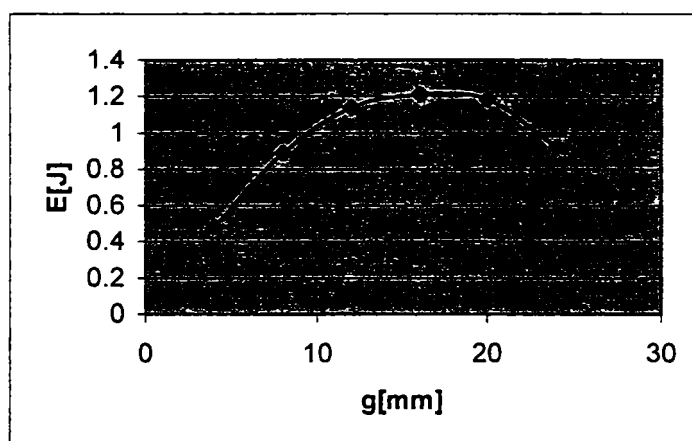


Fig. 4.21. Variația energiei cu grosimea rotorului.

În figurile ce urmează sunt prezentate geometria micromotorului și spectrul liniilor de câmp pentru situațiile corespunzătoare energiei maxime și respectiv minime.

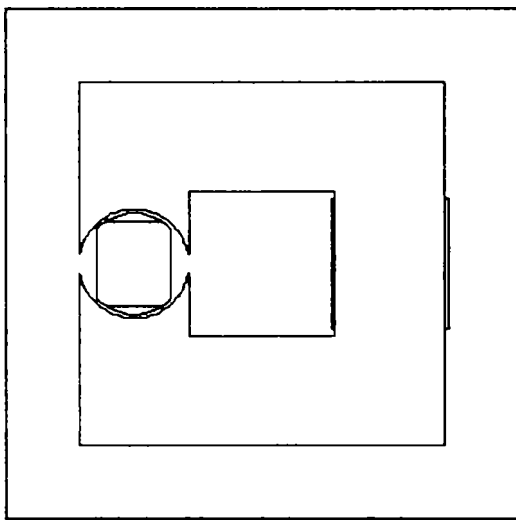


Fig. 4.22. a. Rotor în axa longitudinală.

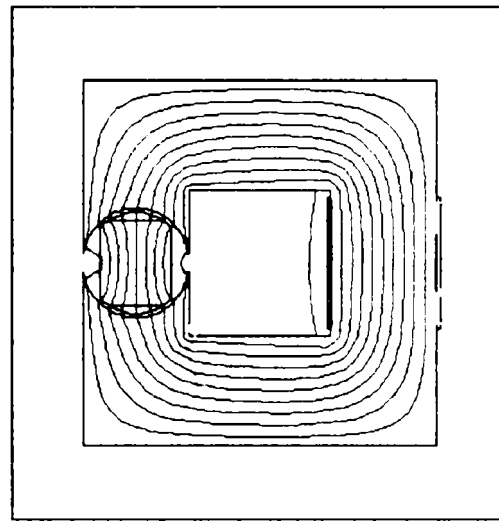


Fig. 4.22. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă.**

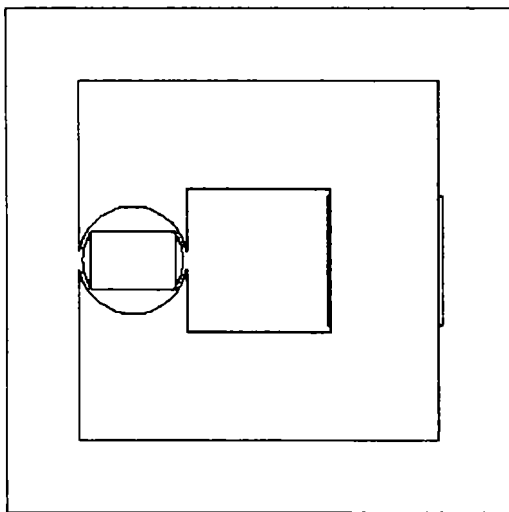


Fig. 4.23. a. Rotor în axa transversală.

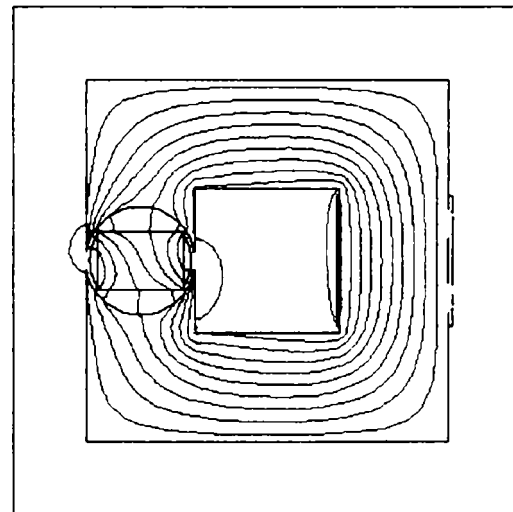


Fig. 4.23. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă.**

În cazul rotorului amplasat transversal, se observă că pe măsură ce grosimea rotorului crește și distorsiunea liniilor de câmp se atenuază, lucru normal ținând cont ca întrefierul devine tot mai mic.

B) Simularea micromotorului în cazul unei lungimi a magnetului constante în rotor (1.025[mm])

Micromotorul sincron cu magnet permanent în rotor are pentru MP o lungime de 1.025 [mm], lungime calculată anterior la cap. 4.2.1.

Pentru această lungime grosimile rotorului sunt în intervalul 4-28 [mm]. Se consideră că nici o variantă nu este optimă și din acest motiv în cele ce urmează se analizează MSR cu MP prin prisma calcului optimal al lui "g".

Menținând constantă lungimea magnetului permanent se vor obține alte valori optime pentru g față de cazul anterior.

Aceste observații sunt utile întrucât ele permit alegerea finală a variantei optime.

Simulările în FLUX 2D se execută, în continuare, pentru 3 valori ale solenației:

- a) NI = 2000 [Asp] ,
- b) NI = 600 [Asp] ,
- c) NI = 300 [Asp] .

• Solenație 300[Asp]

Prin amplasarea rotorului în axa longitudinală și respectiv în axa transversală s-au obținut rezultatele din tabelul 4.6 cu ajutorul cărora s-a ridicat diagrama din figura 4.24.

Tabelul 4.6

g[mm]	E1[J]	E2[J]	ΔE [J]
4	0.109686	0.061975	0.047711
8	0.198945	0.110444	0.088501
12	0.292366	0.174696	0.11767
16	0.320242	0.250193	0.070049
20	0.528758	0.363384	0.165374
24	0.716523	0.530002	0.186521
28	1.05281	0.847196	0.205614

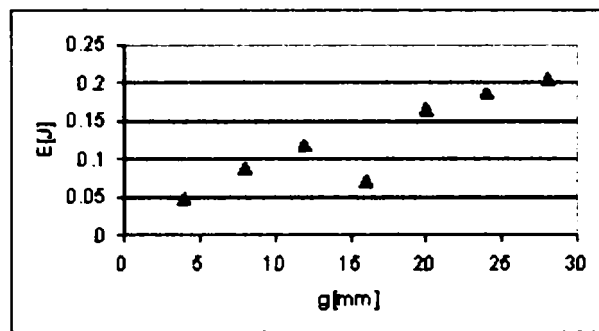


Fig. 4.24. Variația energiei cu grosimea rotorului.

La această valoare a solenației (300 Asp) se observă că variația maximă de energie se înregistrează pentru rotorul plin cu magnet de lungime $l_{mp} = 1.025\text{mm}$, pe margine.

În continuare sunt prezentate geometria micromotorului și spectrul liniilor de câmp pentru cazul în care avem rotorul plin cu magnet pe margine.

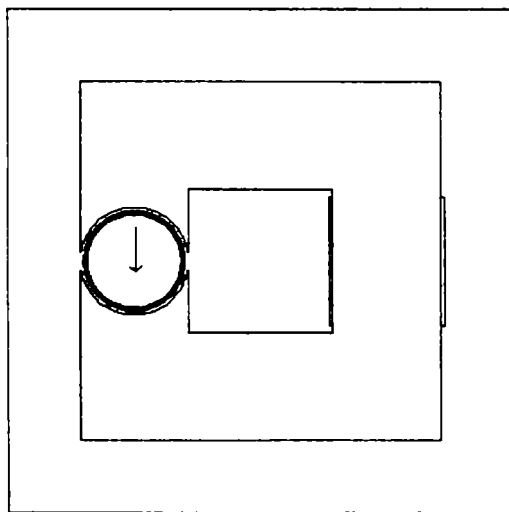


Fig. 4.25. a. Rotor în axa longitudinală.

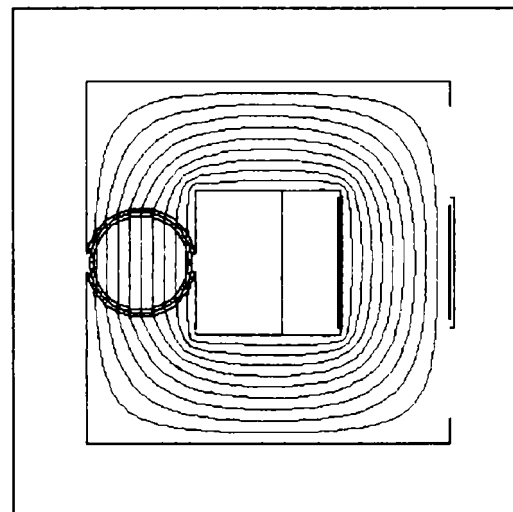


Fig. 4.25. b. Spectrul liniilor de câmp la $g=28[\text{mm}]$ și rotor în axa longitudinală.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă.**

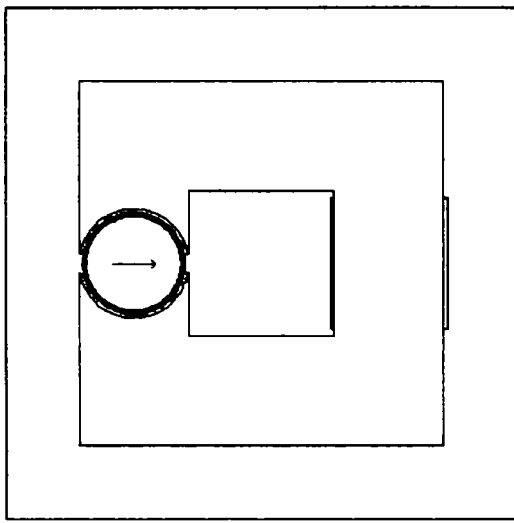


Fig. 4.23. a. Rotor în axa transversală.

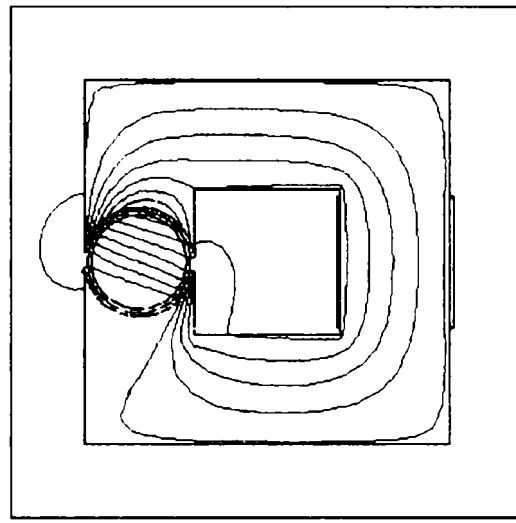


Fig. 4.23. b. Spectrul liniilor de câmp la $g=28[\text{mm}]$ și rotor în axa longitudinală.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă.**

Pentru situațiile în care grosimea rotorului este mai mică decât 28 [mm], spectrul liniilor de câmp este prezentat în figurile 4.27 și 4.28.

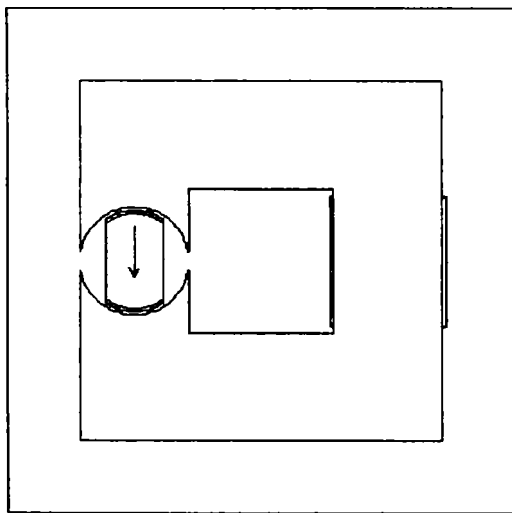


Fig. 4.27. a. Rotor în axa longitudinală.

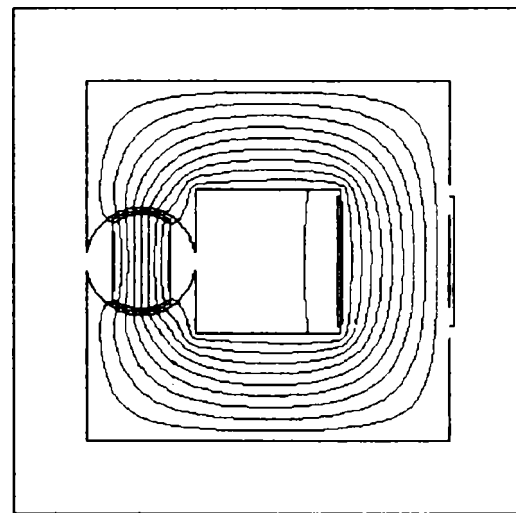


Fig. 4.27. b. Spectrul liniilor de câmp, $g < 28$.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă.**

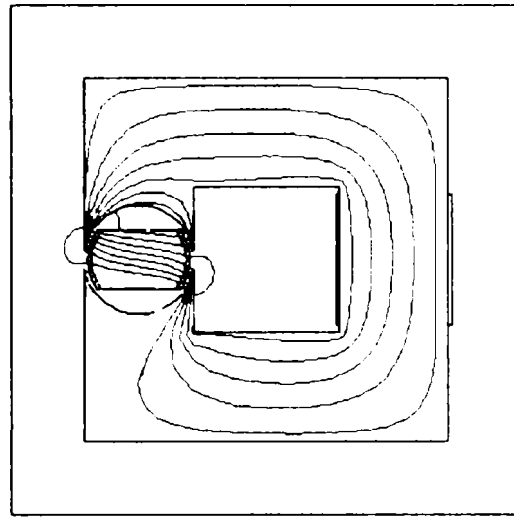
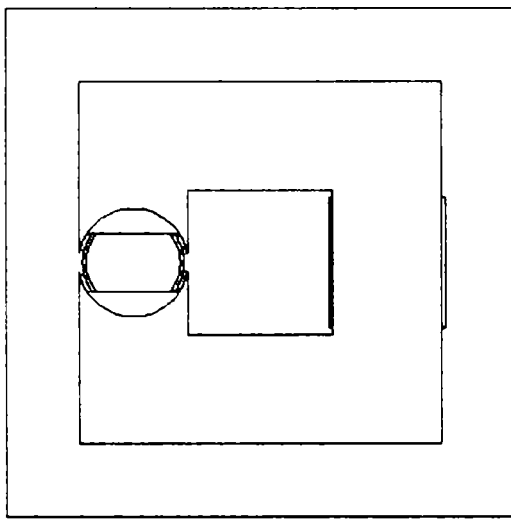


Fig. 4.28. a. Rotor în axa transversală .

Fig. 4.28. b. Spectrul liniilor de câmp, $g < 28$.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă**.

Concluzii:

- la $g = 16$ [mm], se înregistrează un minim al variației energiei,
- la $g = 28$ [mm], (rotor plin) se înregistrează variația maximă a energiei.

• Solenație 600 [Asp]

Pentru solenația de 600 [Asp] rezultatele sunt date în tabelul 4.7, iar variația energiei în funcție de grosimea rotorului în graficul din fig. 4.29.

Tabelul 4.7

g [mm]	$E1$ [J]	$E2$ [J]	ΔE [J]
4	0.207814	0.115743	0.092071
8	0.334055	0.161529	0.172526
12	0.463767	0.231274	0.232493
16	0.521318	0.31924	0.202078
20	0.772727	0.445779	0.326948
24	0.996591	0.627483	0.369108
28	1.35728	0.951624	0.405656

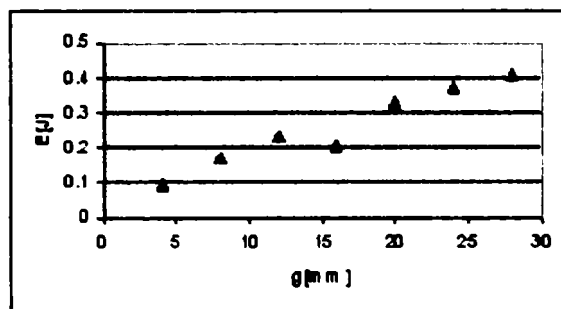


Fig. 4.29. Variația energiei cu grosimea rotorului.

La valoarea solenației de 600 [Asp], similar situației anterioare, variația maximă de energie se înregistrează tot pentru rotorul plin ($g = 28 \text{ mm}$) echipat cu magnet de lungime $l_{mp} = 1.025 \text{ mm}$, pe margine.

Geometria micromotorului și spectrul liniilor de câmp pentru cazul în care avem rotorul plin cu magnet pe margine sunt prezentate în figurile 4.30. și 4.31.

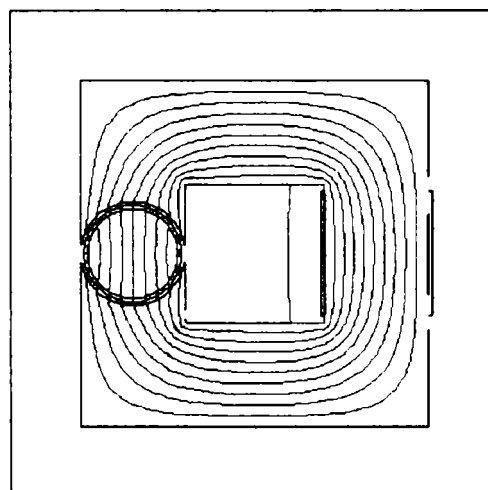
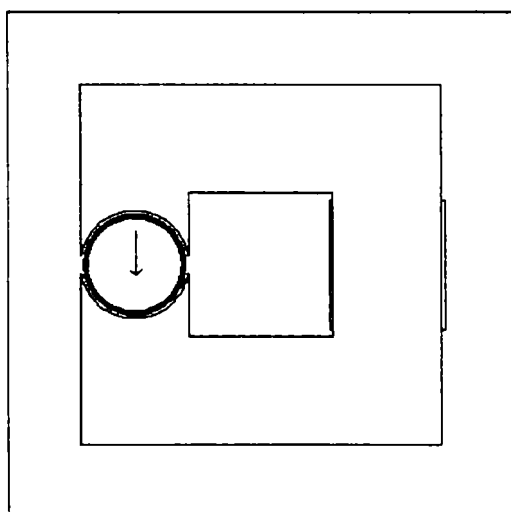


Fig. 4.30. a. Rotor în axa longitudinală.

Fig. 4.30. b. Spectrul liniilor de câmp la $g=28$.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă.**

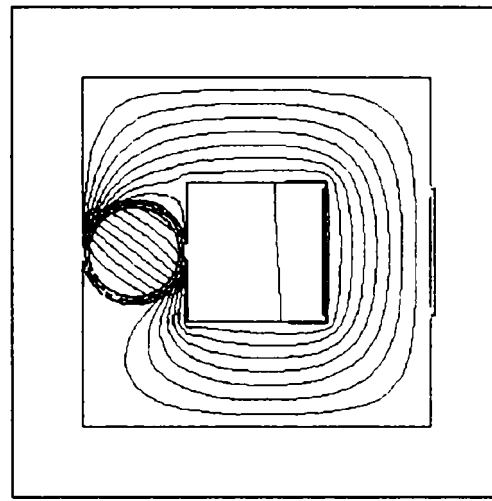
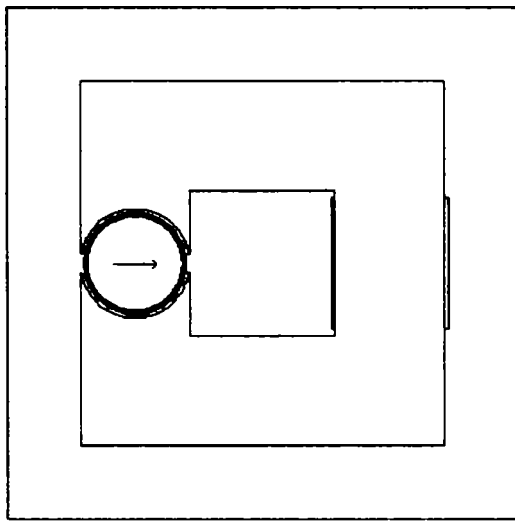


Fig. 4.31.a. Rotor în axa transversală. Fig. 4.31.b. Spectrul liniilor de câmp la $g=28$.
Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă**.

Pentru situațiile în care grosimea rotorului este mai mică decât 28 [mm], spectrul liniilor de câmp este prezentat în figurile 4.32 și 4.33.

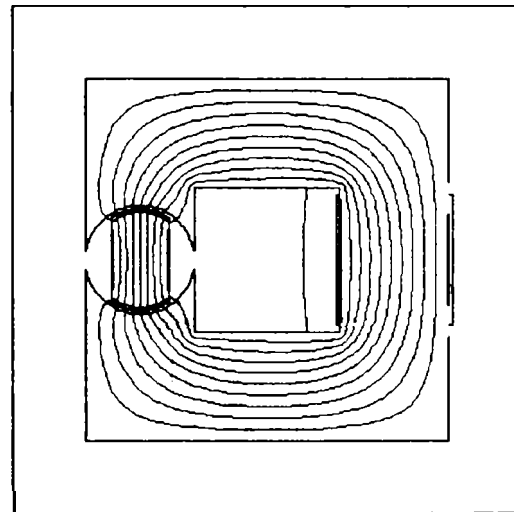
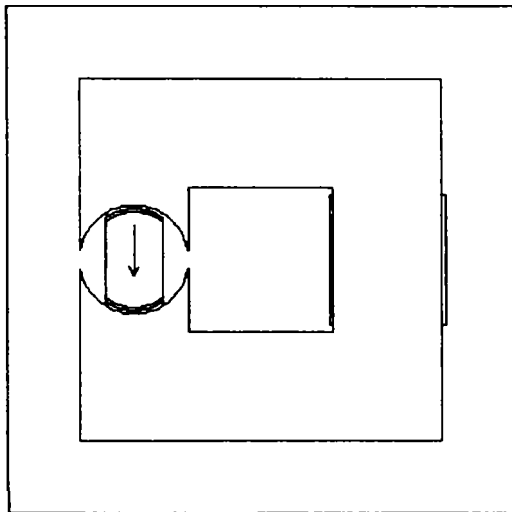


Fig. 4.32.a. Rotor în axa longitudinală. Fig. 4.32.b. Spectrul liniilor de câmp la $g < 28$.
Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă**.

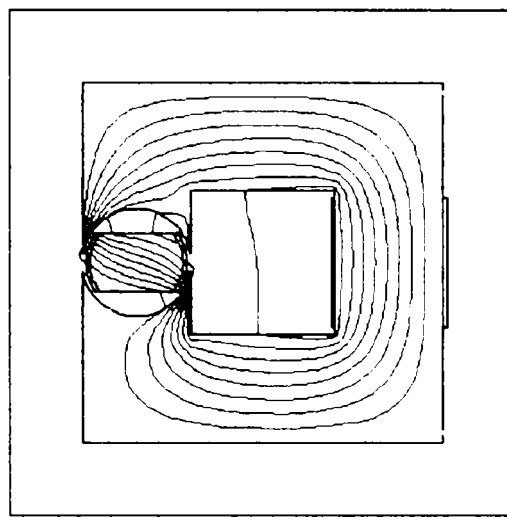
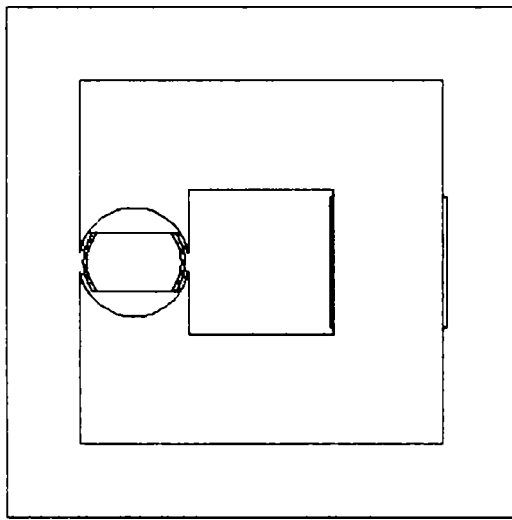


Fig. 4.33. a Rotor în axa transversală.

Fig. 4.33. b. Spectrul liniilor de câmp la $g < 28$.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă.**

Putem concluziona că rezultatele sunt similare cazului cu solenație de 300 [Asp]:

- la $g = 16$ [mm], se înregistrează un minim al variației energiei,
- la $g = 28$ [mm], (rotor plin) se înregistrează variația maximă a energiei,

• Solenație 2000[Asp]

Pentru o solenație de 2000 [Asp] rezultatele obținute sunt cele din tabelul 4.8, iar variația energiei în funcție de grosimea rotorului este dată în graficul din fig. 4.34.

Tabelul 4.8

g [mm]	$E1$ [J]	$E2$ [J]	ΔE [J]
4	1.17	0.756001	0.413999
8	1.59821	0.863956	0.734254
12	1.98264	1.01268	0.96996
16	2.29771	1.22683	1.07088
20	2.77403	1.52768	1.24635
24	3.17999	1.90799	1.272
28	3.56533	2.31766	1.2472

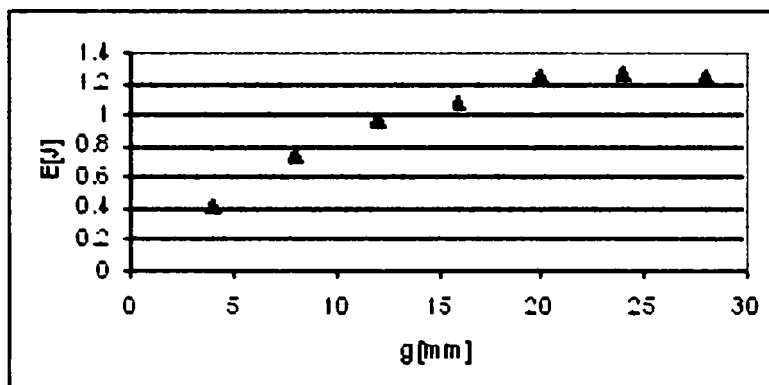


Fig. 4.34. Variația energiei cu grosimea rotorului.

Așa cum rezultă din tabelul 4.8 și graficul din fig. 4.34, maximum de energie se înregistrează pentru valoarea lui $g = 24[\text{mm}]$.

Geometria micromotorului și spectrul liniilor de câmp pentru cazul MSR având o solenație de 2.000 [Asp] sunt prezentate în figurile 4.35. și 4.36.

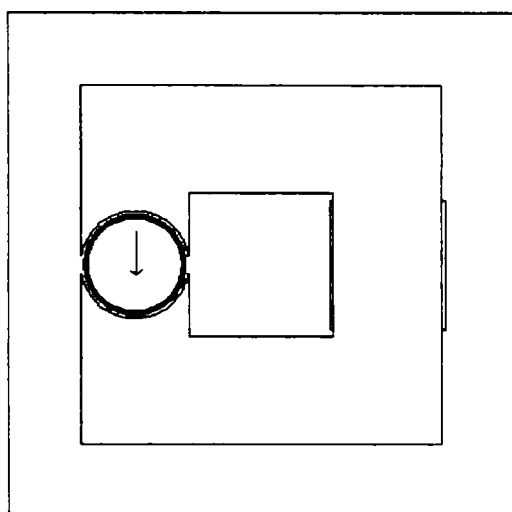


Fig. 4.35. a. Rotor în axa longitudinală.

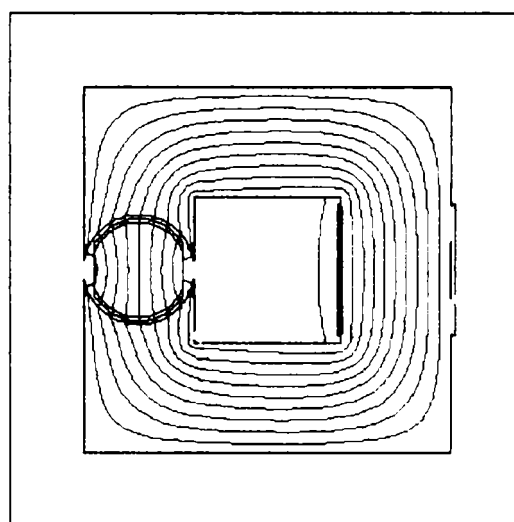


Fig. 4.35. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă.**

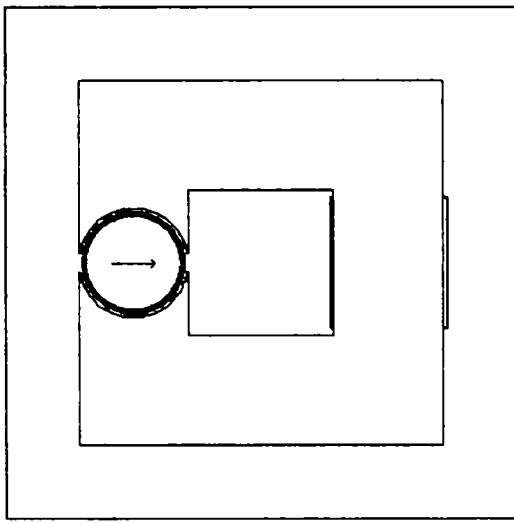


Fig. 4.36. a. Rotor în axa transversală.

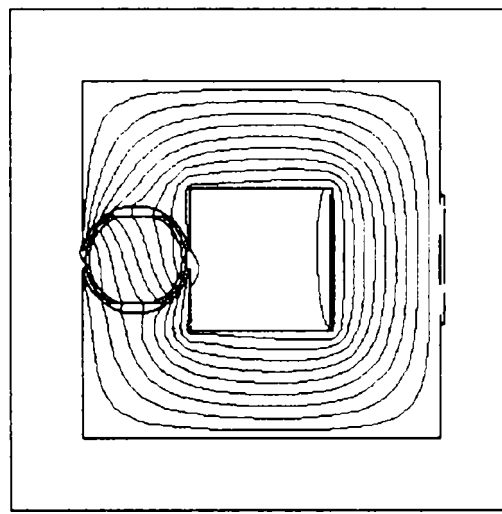


Fig. 4.36. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă**.

Concluzii:

- la MSR de putere mică, sub 100 [W], având solenația mai mică de 600 [Asp], rotorul optim este rotorul plin (magneți permanenți cu lungime $l_{mp} = 1.025\text{mm}$ aplicați pe suprafața rotorului);
- la MSR de putere mai mare, peste 100 [W], având solenația în jurul valorii de 2000 [Asp], rotorul optim se obține pentru o grosime a rotorului mai mică decât $2R$, adică $g = 24$ [mm].

4.2.2. Micromotorul sincron cu solenație distribuită

Micromotorul sincron cu solenație distribuită a fost avut în vedere în cadrul tezei pentru a se evidenția influența pe care o are solenația distribuită asupra calculelor optime.

Modelul cu solenație distribuită se apropie mai mult de realitate, în comparație cu modelul cu solenație concentrată.

4.2.2.1. Micromotorul sincron fără magnet permanent în rotor

Dimensiunile geometrice ale înfășurării s-au calculat pornind de la o densitate de curent de 4 [A/mm²] și de la o solenație impusă de 2600 [Asp].

Valoarea solenației de 2600[Asp] determină o valoare a câmpului magnetic în zona nesaturată, $B_{\delta} = 0.9$ [T].

Secțiunea disponibilă S la un factor de umplere k_u se calculează din valoarea solenației NI :

$$NI = S \cdot j \cdot k_u, \Rightarrow S = \frac{NI}{j \cdot k_u}, \quad (4.58),$$

$$S = b^2 \Rightarrow b = \sqrt{\frac{2600}{4 \cdot 0.7}} = 30 \text{ [mm]} \quad (\text{suprafața utilă a ferestrei}) \quad (4.59).$$

Micromotorul va avea următoarea geometrie:

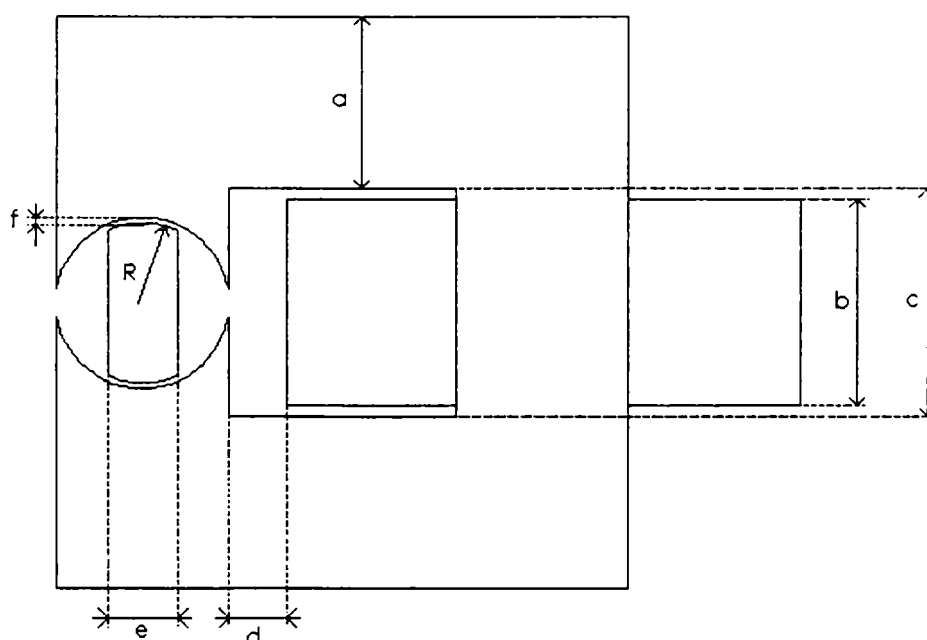


Fig. 4.37. Geometria MSR monofazat fără MP.

unde : $a=30[\text{mm}]$; $b=36[\text{mm}]$; $c=40[\text{mm}]$; $d=10[\text{mm}]$; $e=g=4..28[\text{mm}]$; $f=1[\text{mm}]$.

Simulările pentru determinarea optimului corespunzător variației maxime de energie se fac la întrefier constant de $1[\text{mm}]$ și pentru aceeași solenație de $2600[\text{Asp}]$.

Simulări se vor face pentru următoarele valori ale lui $g=\{4,8,12,16,20,24,28\}$.

În mod similar modelărilor anterioare micromotorul va fi analizat având rotorul plasat în axa longitudinală și în axa transversală, corespunzător situației energiei maxime $E1$ și respectiv a energiei minime $E2$. Variația de energie se va obține ca diferența celor două energii.

Tabelul 4.9. conține rezultatele obținute prin modelare, rezultate în baza cărora s-a trasat variația energiei funcție de grosimea rotorului (figura 4.38).

Tabelul 4.9.

$g[\text{mm}]$	$E1[\text{J}]$	$E2[\text{J}]$	$\Delta E[\text{J}]$
4	1.34698	1.07705	0.26993
8	1.88508	1.21386	0.67122
12	2.43066	1.42195	1.00871
16	2.93482	1.73082	1.204
20	3.33215	2.19266	1.13949
24	3.43745	2.82856	0.60889
28	3.3352	3.3342	0.0010

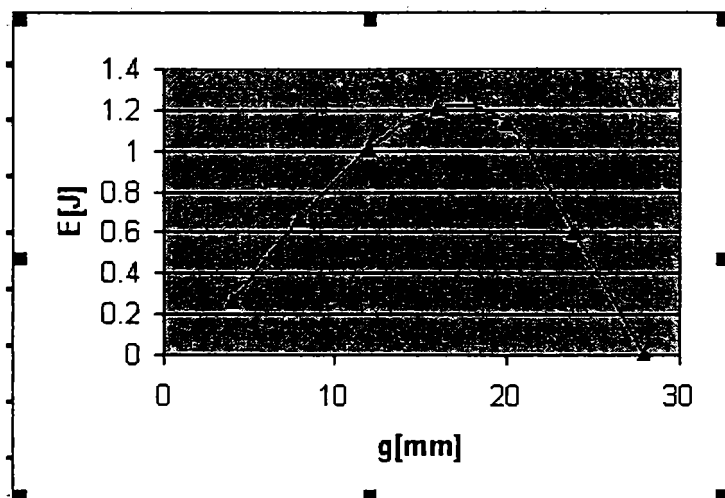


Fig. 4.38. Variația energiei cu grosimea rotorului.

Varianta optimă, în urma simulării, s-a obținut la variația energiei maxime pentru o grosime a rotorului $g = 16$ [mm].

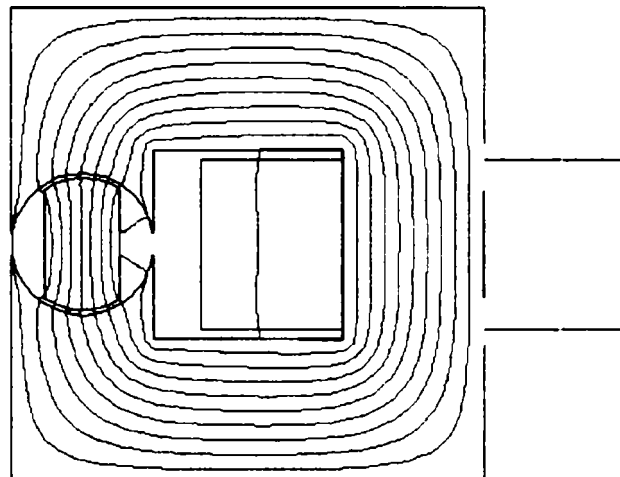
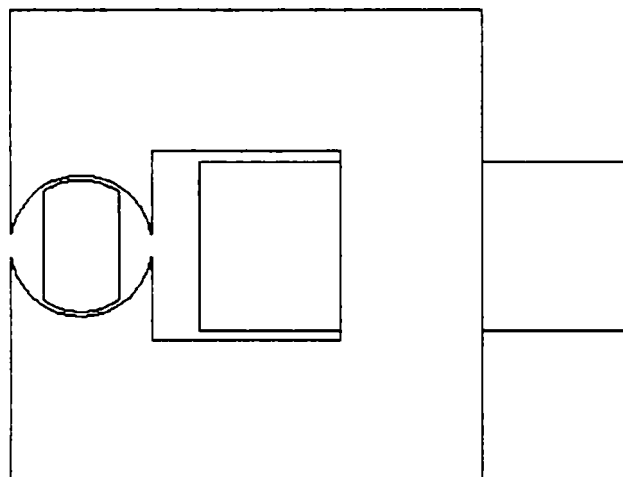


Fig. 4.39. a. Rotor în axa longitudinală.

Fig.4.39. b. Spectrul liniilor de câmp la energie maximă.

Rotor situat în axa longitudinală, corespunzător lui **E1- energie maximă**.

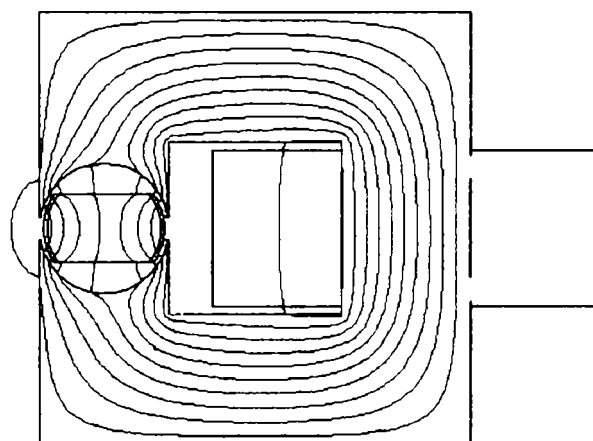
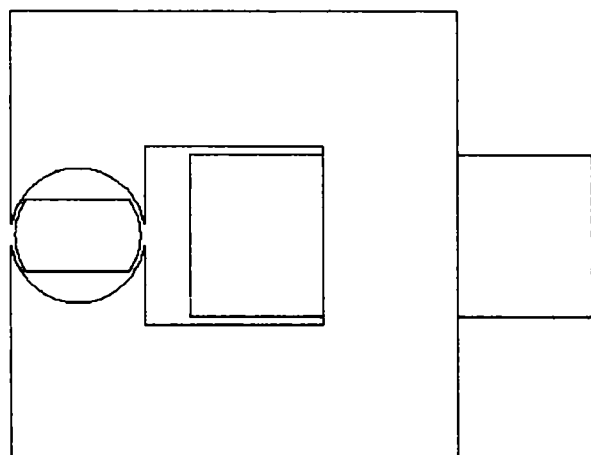


Fig. 4.40. a. Rotor în axa transversală .

Fig.4.40. b. Spectrul liniilor de câmp la energie minimă.

Rotor situat în axa transversală corespunzător lui **E2- energie minimă**.

Concluzie: cuplul maxim ce rezultă pentru variația maximă a energiei se obține la valoarea optimă a grosimii rotorului $g = 16$ [mm].

4.2.2.2. Micromotorul sincron cu magnet permanent de lungime constantă în rotor

Luând în considerare varianta constructivă propusă la punctul anterior, prin introducerea unui magnet de lungime constantă $l_{mp} = 1.025 \cdot \delta$ în rotor, s-a obținut modelul micromotorului cu magnet permanent.

În simulările efectuate s-a avut în vedere un întrefier constant, egal cu 1[mm].

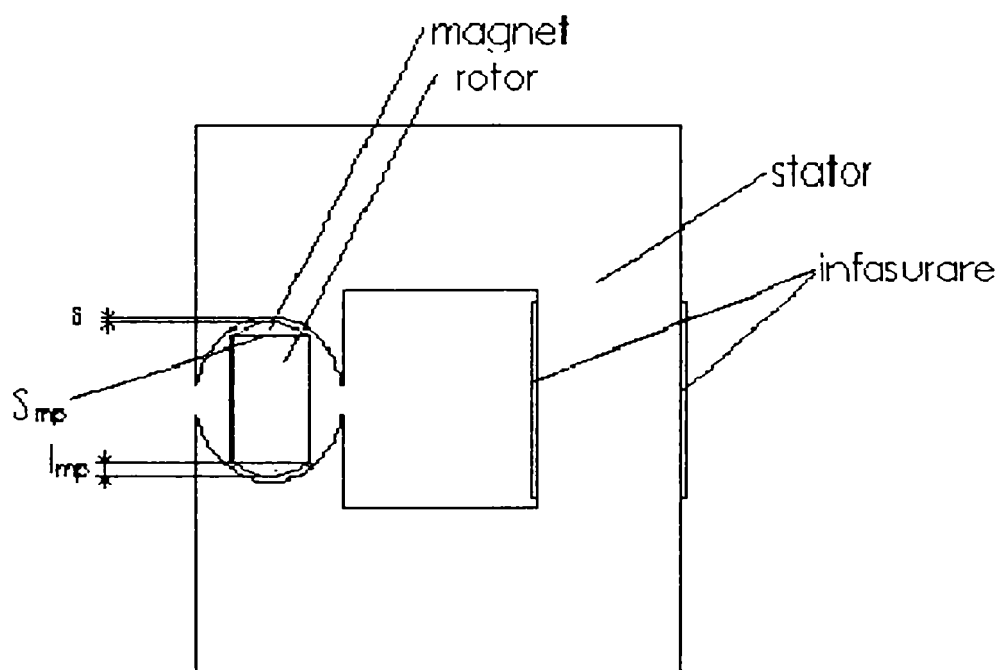


Fig. 4.41. . Geometria MSR monofazat cu MP.

În mod similar se va calcula variația de energie maximă în vederea determinării optimului geometriei rotorului.

Simulările se vor face pentru următoarele valori ale grosimii rotorului: 4, 8, 12,14,16, 20, și 28 [mm]. Pentru fiecare grosime a rotorului simularea se va face pentru pozițiile rotorului corespunzătoare energiei maxime E_1 și a energiei minime E_2 , adică rotor plasat în axa longitudinală și respectiv în axa transversală. Variația energiei se calculează în mod evident făcând diferența celor două energii.

Tabelul 4.10. prezintă valorile energiilor E_1 , E_2 și variația corespunzătoare a energiilor în funcție de grosimea rotorului “g”.

Tabelul 4.10.

g[mm]	E1[J]	E2[J]	ΔE [J]
4	1.55515	1.1043	0.45085
8	2.28441	1.25876	1.02565
12	2.84133	1.47702	1.36431
16	3.30743	1.77849	1.52894
20	3.88098	2.18528	1.6957
24	4.3036	2.18528	2.11832
28	4.66629	3.17625	1.49004

Rezultatele din tabel au permis trasarea graficului din figura nr. 4.42 ,unde se dă variația energiei micromotorului cu grosimea rotorului.

Plasarea magnetului permanent în rotor deplasează maximum spre valori mai mari ale lui “g”.

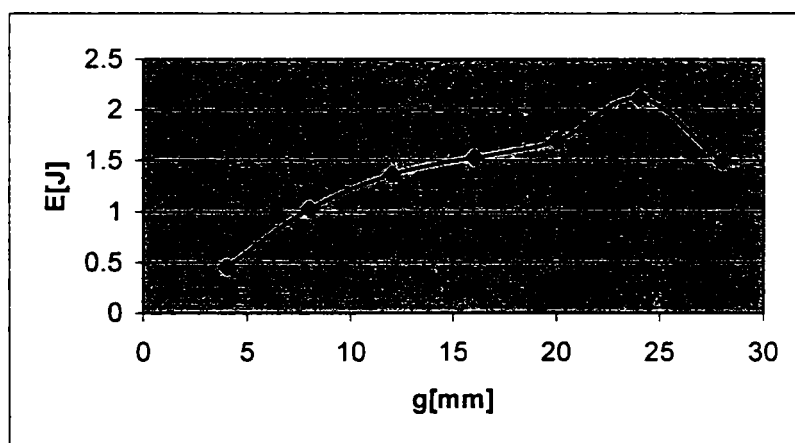


Fig. 4.42. Variația energiei cu grosimea rotorului.

Concluzie: maximum variației energiei se înregistrează pentru grosimea rotorului $g = 24$ [mm].

3.2.3. Concluzii

4.2.3.1. Micromotor cu solenație concentrată

A. Cantitate constantă de magnet în rotor (indiferent de grosimea acestuia)

- NI=300 [Asp] (fig.4.43-1)
grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic
 $g = 12$ [mm],
 $\Delta E = 0,192$ [J],
 $M_{clmag} = 0,122$ [Nm].
- NI=600[Asp] (fig.4.43-2)
grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic
 $g = 16$ [mm],
 $\Delta E = 0,335$ [J],
 $M_{clmag} = 0,213$ [Nm].
- NI=2000[Asp] (fig.4.43-3)
grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic
 $g = 16$ [mm],
 $\Delta E = 0,127$ [J],
 $M_{clmag} = 0,764$ [Nm].

În fig. 4.43 este prezentată valoarea cuplului în funcție de solenația micromotorului.

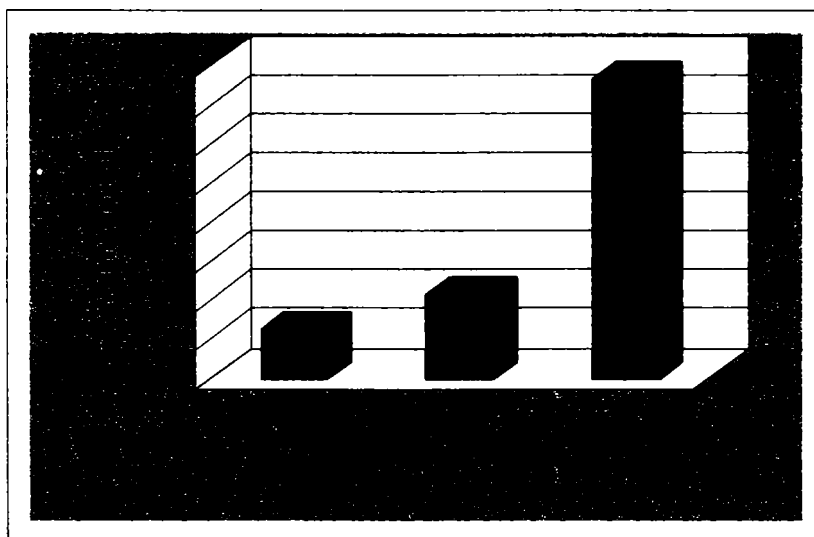


Fig. 4.43. Cuplul micromotorului optimizat pentru cele trei valori ale solenației și cantitate constantă de MP în rotor.

Cuplul crește sensibil cu mărirea solenației NI.

În funcție de masa echipamentului mobil al mecanismului de pendulare, constructorul poate alege varianta optimizată cea mai apropiată de necesarul de putere al acționării.

B. Lungime constantă de magnet în rotor (indiferent de grosimea acestuia)

- NI=300 [Asp] (1)
grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic
 $g = 28 \text{ [mm]},$
 $\Delta E = 0,205 \text{ [J]},$
 $M_{\text{elmag}} = 0,122 \text{ [Nm]}.$
- NI=600[Asp] (2)
grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic
 $g = 28 \text{ [mm]},$
 $\Delta E = 0,405 \text{ [J]},$
 $M_{\text{elmag}} = 0,254 \text{ [Nm]}.$
- NI=2000[Asp] (3)
grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic
 $g = 24 \text{ [mm]},$
 $\Delta E = 1,272 \text{ [J]},$
 $M_{\text{elmag}} = 0,800 \text{ [Nm]}.$

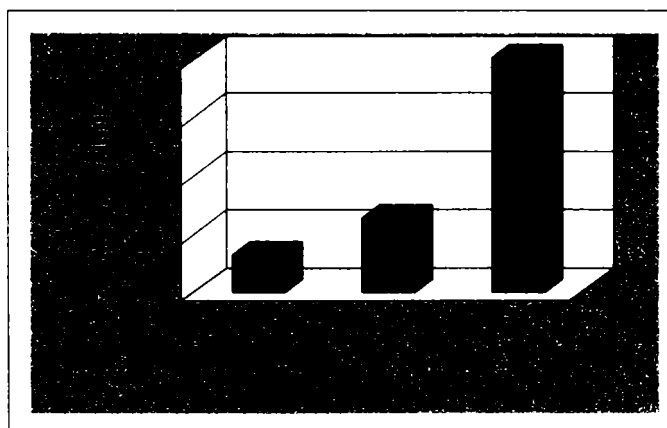


Fig. 4.44. Cuplul micromotorului pentru cele trei valori ale solenației și lungime constantă de MP.

Compararea cuplurilor electromagnetice ale micromotorului cu solenație concentrată realizate în varianta A și B este ilustrată în figura 4.45.

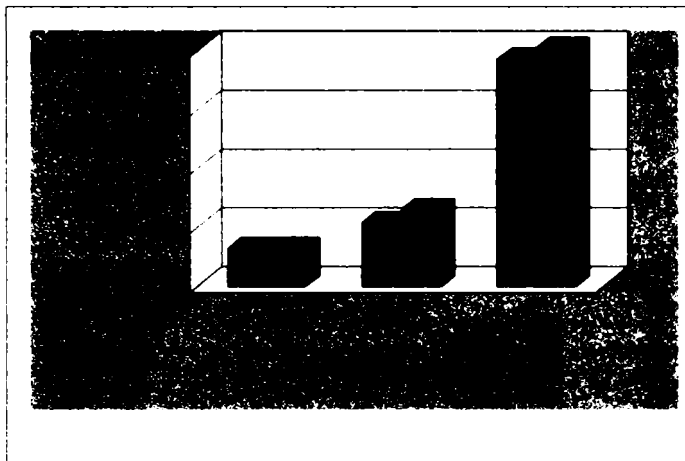


Fig. 4.45. Compararea cuplurilor.

După cum se observă cuplurile electromagnetice sunt sensibil egale pentru cele două variante analizate, la aceleași valori pentru solenație.

Valoarea cuplului electromagnetic crește direct proporțional cu valoarea solenației de excitație.

Luând în considerare grosimile optime ale rotorului rezultate pentru cazul A și pentru cazul B, se observă că la solenații identice grosimea rotorului în primul caz este mult mai mare decât în cazul al doilea. Desigur aceasta se răsfrânge direct asupra prețului de cost al micromotorului și din acest punct de vedere se recomandă pentru acționarea mecanismului de pendulare varianta cu lungime constantă de magnet permanent în rotor.

4.2.3.2 Micromotor cu solenație distribuită

- Micromotor fără MP în rotor

**grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic**

$$\begin{aligned} g &= 16 \text{ [mm]}, \\ \Delta E &= 1,204 \text{ [J]}, \\ M_{\text{elmag}} &= 0,760 \text{ [Nm]}. \end{aligned}$$

- Micromotor cu MP în rotor

**grosimea optimă a rotorului
variația de energie maximă
cuplul electromagnetic**

$$\begin{aligned} g &= 24 \text{ [mm]}, \\ \Delta E &= 2,118 \text{ [J]}, \\ M_{\text{elmag}} &= 1,400 \text{ [Nm]}. \end{aligned}$$

Din datele prezentate mai sus se observă că la micromotorul cu magnet permanent cuplul electromagnetic este de aproape două ori mai mare decât în cazul micromotorului fără magnet permanent.

Diagrama din figura 4.46 evidențiază acest fapt.

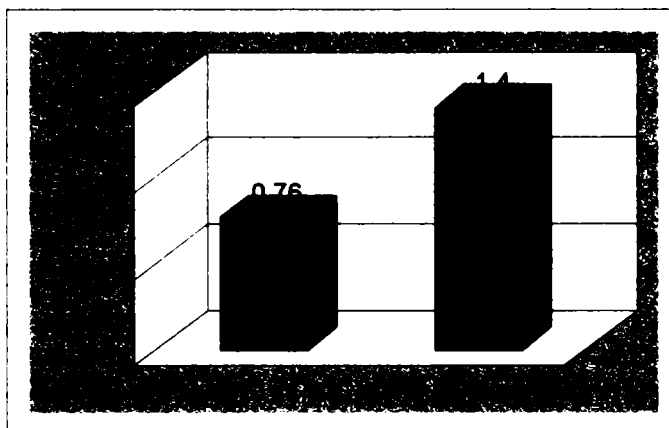


Fig. 4.46. Compararea cuplurilor.

În final se poate concluziona:

- a. la micromotorul sincron cu magnet permanent în rotor grosimea optimă depinde de felul cum este executată solenația, concentrată sau distribuită, și de valoarea acesteia (la rotorul cu raza $R = 14$ mm grosimea optimă este între 12 și 28 mm);
- b. la micromotorul sincron **fără** magnet permanent în rotor grosimea optimă este în funcție de valoarea solenației (deci de putere) și are valori cuprinse între 12 și 16 [mm];
- c. prin introducerea unui magnet permanent în rotor valoarea cuplului aproape se dublează și $g \rightarrow 2R$ mai ales la solenații mari;
- d. la o solenație dată, cu sau fără magnet permanent în rotor, se poate calcula grosimea optimă a rotorului (g) și astfel micromotorul are performanțele energetice maxime (cuplu maxim la dimensiuni geometrice impuse);

4.3 Micromotorul sincron reactiv pas cu pas cu 6 poli statorici și cu 4 poli rotorici

În aplicațiile industriale curente se utilizează, în proporție de 80% [A2, C4, C7, H2.I2], micromotoare sincrone reactive pas cu pas în varianta constructivă cu configurația 6 poli statorici și 4 poli rotorici (6+4). Ele oferă o precizie ridicată la acționarea electrică a mecanismelor și se pretează foarte bine la implementarea unor comenzi digitale, comenzi mult mai performante în reglare decât în cazul comenzilor analogice.

În cazul mecanismului de pendulare, micromotorul sincron reactiv în varianta 6+4 cu comandă digitală este mult mai performant, asigurând atât prescrierea vitezei tehnologice cât și menținerea acesteia la valoarea prescrisă, la un nivel al preciziei mult mai mare decât în cazul acționărilor cu micromotoare asincrone.

Deoarece literatura de specialitate nu oferă detalii privind proiectarea optimă a rotorului micromotorului sincron reactiv 6+4 se impune abordarea calculului optimal al dimensiunilor rotorice a mașinii. Cunoșcând rotorul optim se poate calcula statorul și motorul în general.

4.3.1 Dimensionare micromotor

Pentru dimensionarea micromotorului s-a pornit de la geometria MSR cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici prezentată în figura 4.47.

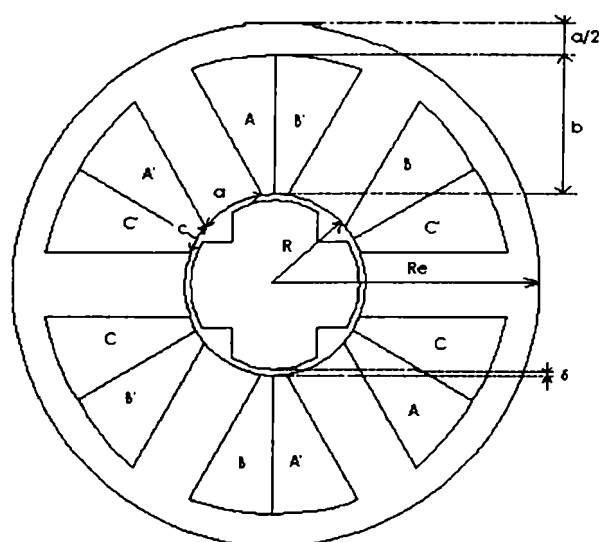


Fig. 4.47. Geometria MSR cu 6 poli statorici și 4 poli rotorici.

R – raza interioară a statorului (10 mm),

R_e - raza exterioară statorului (26 mm),
 a – grosime dinte statoric (mm),
 b – înălțime dinte statoric (mm),
 c – deschiderea creștăturii statorice (mm),
 δ – întrefier.

În rezolvarea problemei propuse s-a plecat de la următorul sistem de ecuații:

$$2\pi R = 6c + 6a, \text{ circumferința rotorului;} \quad (4.60)$$

$$R_e = R + b + \frac{a}{2}, \text{ raza exterioară;} \quad (4.61)$$

legea circuitului magnetic;

$$H_{F1} \pi \left(R_e - \frac{a}{4} \right) + H_{F1} \left(2b + \frac{a}{2} \right) + 2H_{\delta} \delta + H_{F2} (2R - 2\delta) = NI, \quad (4.62)$$

$$\frac{\pi(R+b)^2 - \pi R^2 - 6ab}{6} K_u j = NI, \text{ solenația de excitație;} \quad (4.63)$$

unde:

K_u - factor de umplere (0.7),

j - densitatea de curent ($8A/mm^2$),

N - număr de spire

I - intensitatea curentului.

Pomind de la gabaritul unui micromotor sincron reactiv, existent în fabricația de serie dar neoptimizat, se acceptă pentru raza exterioară a statorului valoarea $R_e = 26$ [mm]. Pentru același micromotor valoarea pentru raza interioară a statorului este $R = 10$ [mm].

Pentru rezolvarea sistemului de ecuații de mai sus propunem să luăm în considerare trei valori pentru raza interioară a statorului și anume $R = \{9, 10, 11\}$ [mm].

Luând în considerare legea fluxului magnetic rezultă:

$$B_F = B_\delta = B \Rightarrow H_{F1} = H_{F2} \Rightarrow H_\delta = \frac{B}{4\pi \cdot 10^{-7}} \quad (4.62)$$

Pentru valoarea inducției în fier se alege o valoare din zona cotului curbei de magnetizare,

$$B = 1.5 \text{ [T]}, \quad (4.63),$$

și următoarele valori impuse,

$$\begin{aligned} R_e &= 26 \text{ [mm]}, & R &= \{9, 10, 11\} \text{ [mm]}, \\ j &= 8 \text{ [A/mm}^2\text{]}, \\ K_u &= 0.7, & \delta &= 0.6 \text{ [mm]}, \end{aligned} \quad (4.64)$$

rezultă sistemul:

$$\begin{aligned} 2\pi R &= 6c + 6a \\ R_e &= R + b + \frac{a}{2} \\ 0.771\pi \left(E - \frac{a}{4}\right) + 0.771\left(2b + \frac{a}{2}\right) + 681 + 0.771(2R - 2 \cdot 0.6) &= NI \\ \frac{3.14(R+b)^2 - 3.14R^2 - 6ab}{6} \cdot 0.7 \cdot 8 &= s \end{aligned} \quad (4.65)$$

Necunoscutele sistemului sunt: b , s (NI), c , a , E (R_e).

Soluțiile sistemului, pentru valorile razei exterioare propuse, sunt după cum urmează:

$R = 11$ [mm]:

{ $R = 11.0$, $b = 11.93405$, $s = 777.0362$, $c = 5.38144$, $a = 6.131893$, $E = 26.0$ };

$R = 10$ [mm]:

{ $R = 10.0$, $b = 12.821$, $s = 776.8182$, $c = 4.109351$, $a = 6.357315$, $E = 26.0$ };

$R = 9$ [mm]:

{ $R = 9.0$, $b = 13.74097$, $s = 776.6536$, $c = 2.901931$, $a = 6.518069$, $E = 26.0$ }.

4.3.2 Simularea în FLUX 2D a micromotorului

Având în vedere configurația rotorului micromotorului simulările în FLUX 2D se vor face pentru cele trei valori ale lui R impuse, pornind de la premiza că valoarea optimă a grosimii dintelui rotoric se află în jurul valorii dintelui statoric (g).

Pentru fiecare valoare a razei interioare a statorului (R) se va calcula variația energiei pentru două poziții a rotorului, (ΔE) și în final se va determina optimul grosimii dintelui rotoric corespunzătoare variației maxime a energiei.

Valorile atribuite grosimii dintelui rotoric sunt:

A) Rotorul are $g=a$ [mm]

B) Rotorul are $g=a-1$ [mm]

C) Rotorul are $g=a+1$ [mm], unde a =grosimea dintelui statoric

Prin simulare în FLUX 2D se vor determina următoarele mărimi:

- variația energiei (ΔE),
- inductivitatea longitudinală (L_d),
- inductivitatea transversală (L_q),

Pentru determinarea solenației NI , se aleg în două puncte, unul în stator și altul în rotor, de coordonate $P(23,-3)$ și respectiv $Q(-6,0)$.

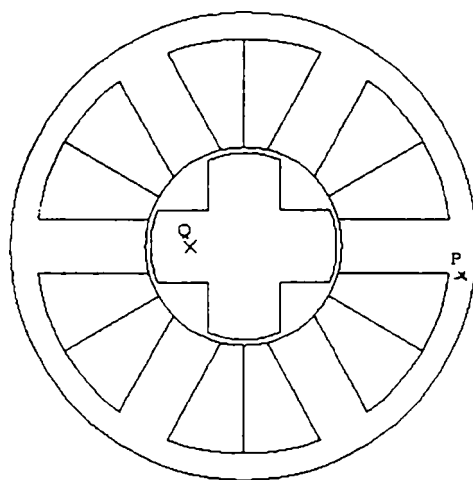


Fig. 4.48. Puncte de monitorizare a inducției.

Alegerea valorii solenației NI se face astfel ca în punctele P și Q valoarea inducției magnetice B să fie în zona cotului curbei de magnetizare.

4.3.3. Micromotor sincron reactiv fără magnet permanent în rotor

Cazul 1: $R=9[mm]$

A) Rotor cu $g = a[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figurile de mai jos.

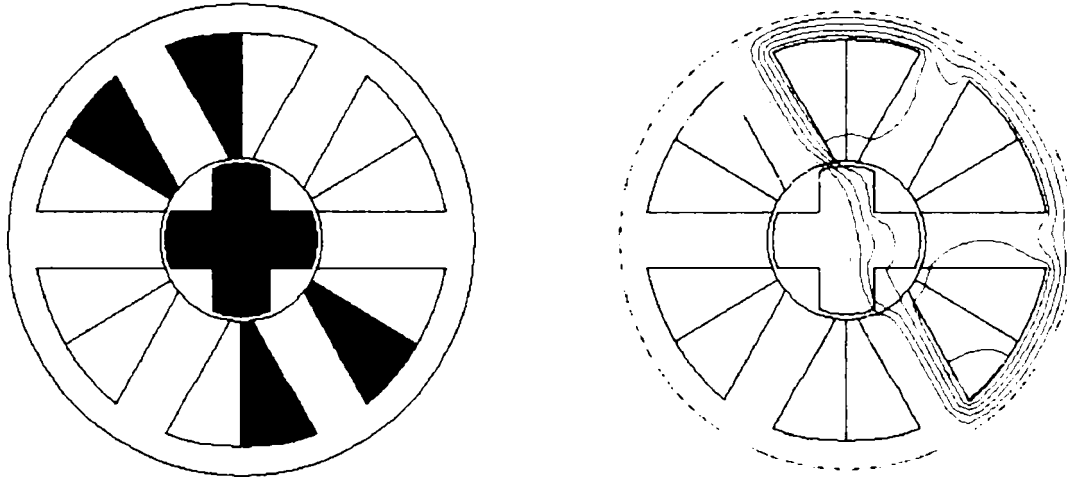


Fig. 4.49. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă.

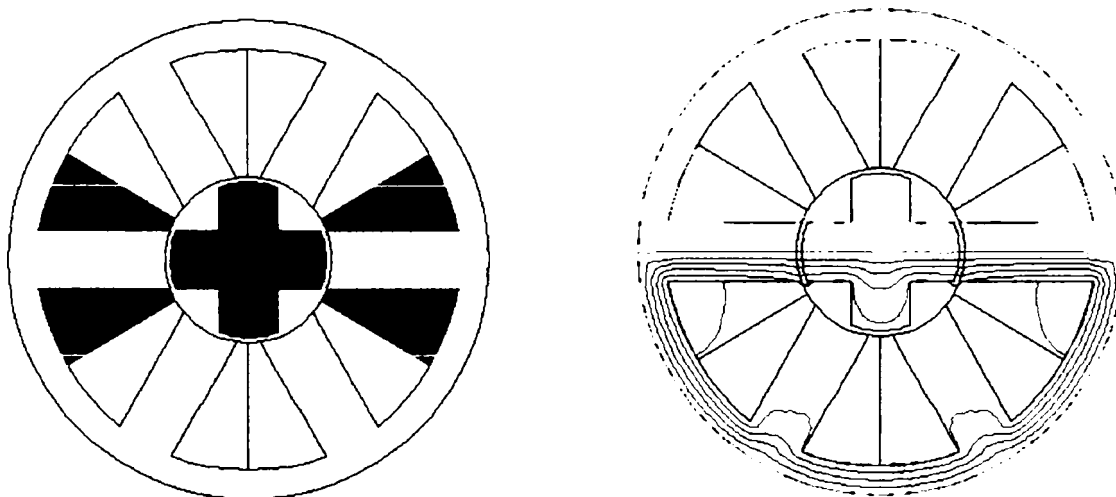


Fig. 4.50. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.11

J[A/mm ²]	ΔE [J]	Ld[H]	Lq[H]	NI[Asp]
8.017	0.086348	0.485346	0.339974	1150

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.12.

Tabel 4.12

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	1.26	1.85
Q(-6,0)	0.166	1.21

B) Rotor cu $g = a-1$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figurile de mai jos.

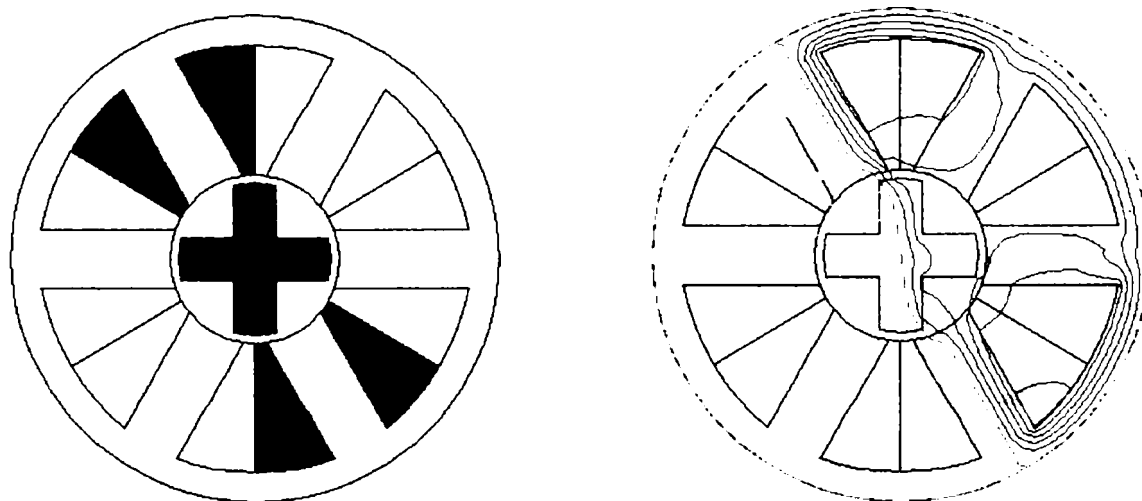


Fig. 4.51. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mică.

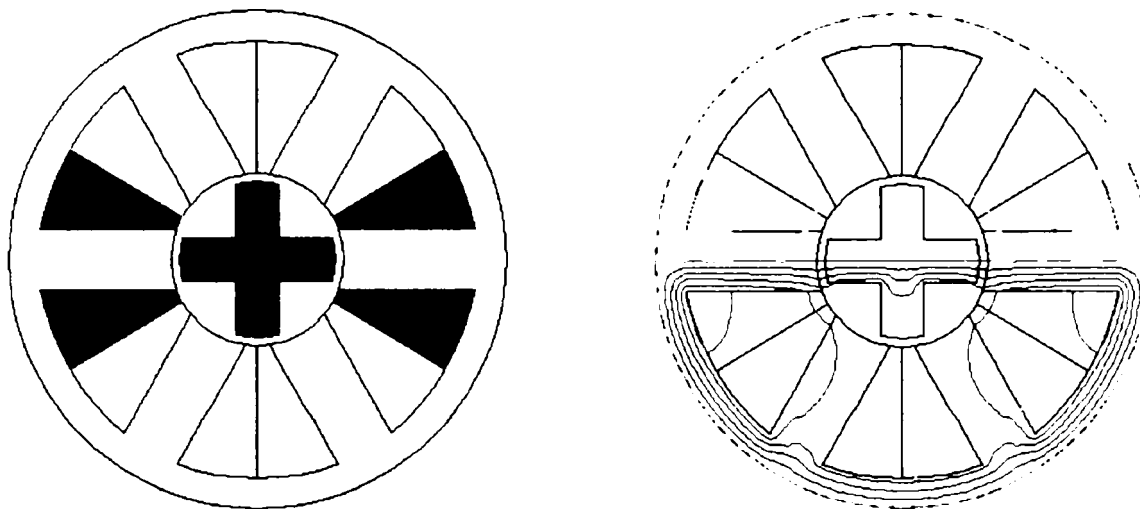


Fig. 4.52. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mică.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.13

$J[A/mm^2]$	$\Delta E[J]$	$L_d[H]$	$L_q[H]$	$NI[Asp]$
8.017	0.061031	0.332593	0.238571	1150

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.14.

Tabel 4.14

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	0.9	1.46
Q(-6,0)	0.069	0.99

C) Rotor cu $g = a+1$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figurile de mai jos.

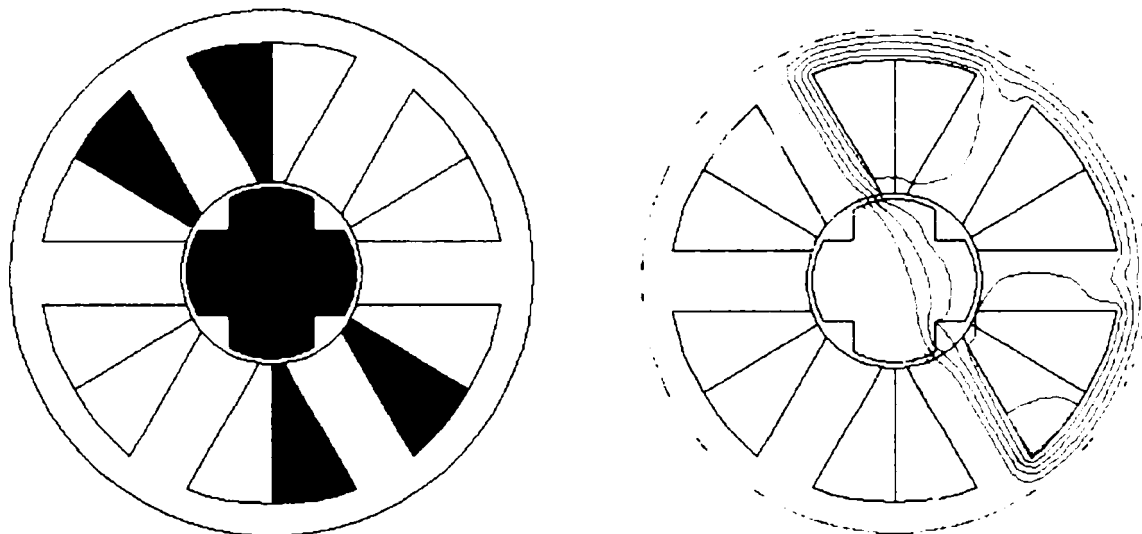


Fig. 4.53. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mare.

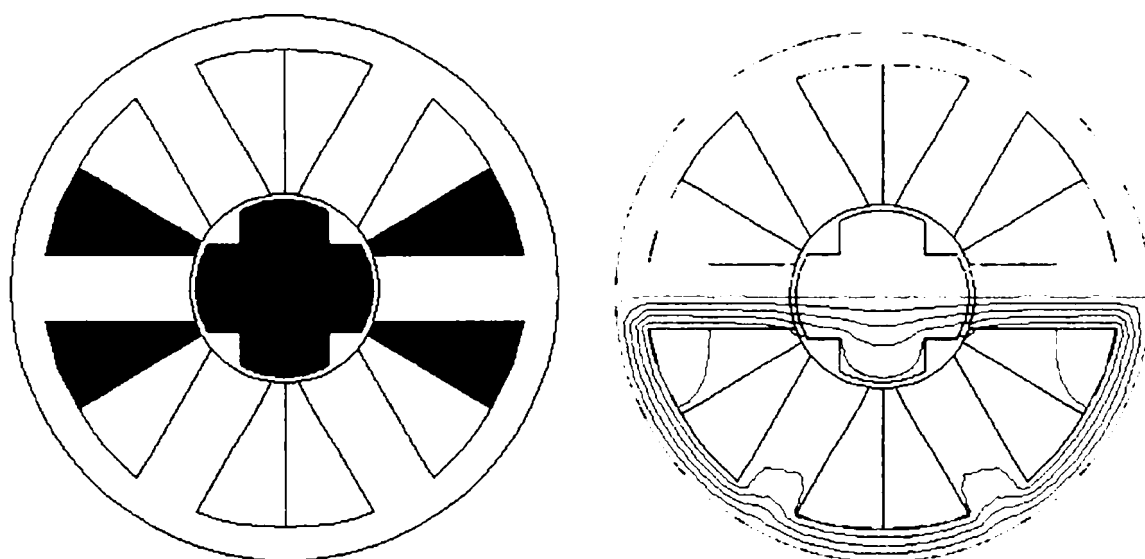


Fig. 4.54. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mare.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.15

$J[A/mm^2]$	$\Delta E[J]$	$L_d[H]$	$L_q[H]$	$NI[Asp]$
8.017	0.047734	0.470687	0.389314	1150

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.16.

Tabel 4.16

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	1.44	1.91
Q(-6,0)	0.294	0.95

Valorile comparative pentru cele trei situații sunt prezentate în tabelul 4.17.

Tabel 4.17

Caz	$\Delta E[J]$	$L_d[H]$	$L_q[H]$	$NI[Asp]$
A	0.086348	0.485346	0.339974	1150
B	0.061031	0.332593	0.238571	1150
C	0.047734	0.470687	0.389314	1150

Concluzie: La $R=9[mm]$ variația energiei magnetice maxime rezultă pentru o grosime a dintelui rotorice egală cu cea a dintelui statoric ($g = a$).

Cazul 2: $R=10/mm$

A) Rotor cu $g = a[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A se dă în figura 4.55 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.56.

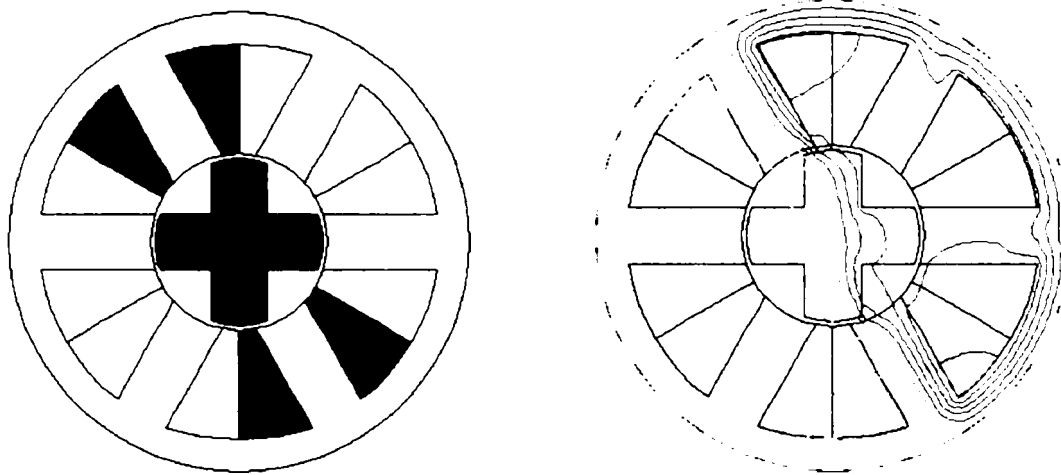


Fig. 4.55. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă.

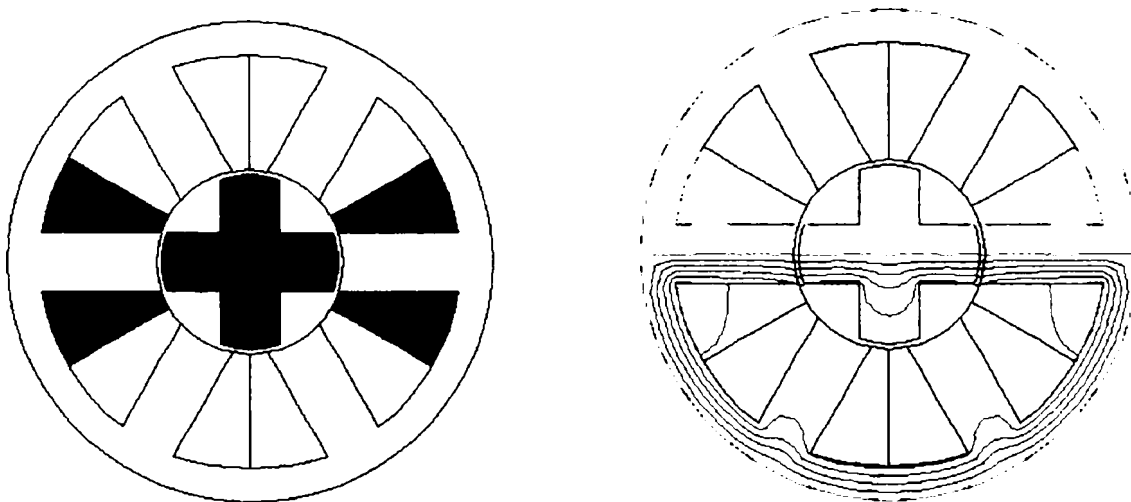


Fig. 4.56. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.18

$J[A/mm^2]$	$\Delta E[J]$	$L_d[H]$	$L_q[H]$	$N_l[Asp]$
8.04	0.111327	0.468931	0.273175	1090

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.19.

Tabel 4.19

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	0.86	1.61
Q(-6.0)	0.134	1.18

B) Rotor cu $g = a-1[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.57 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B. este prezentat în figura 4.58.

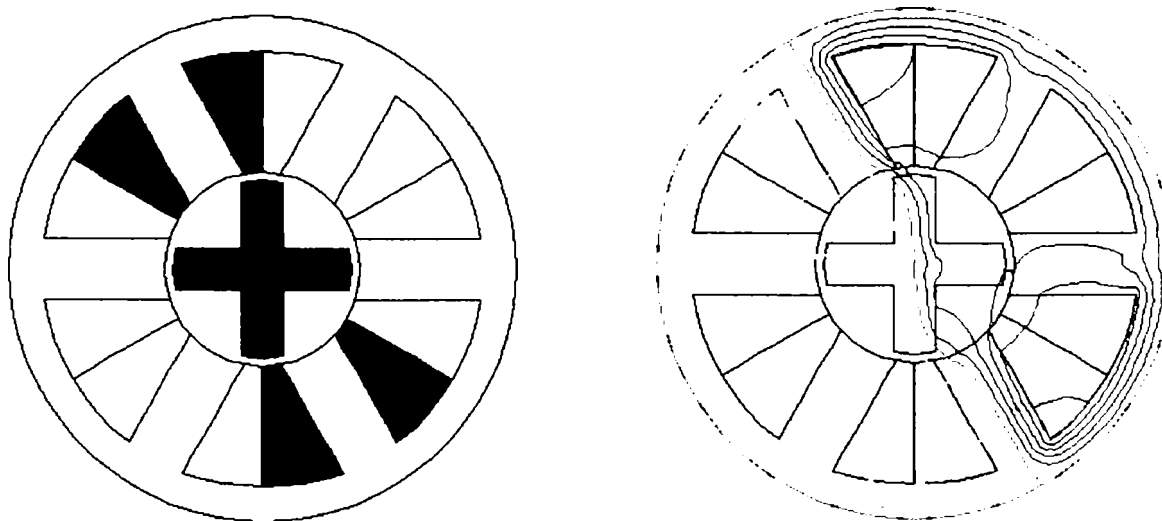


Fig. 4.57. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mică.

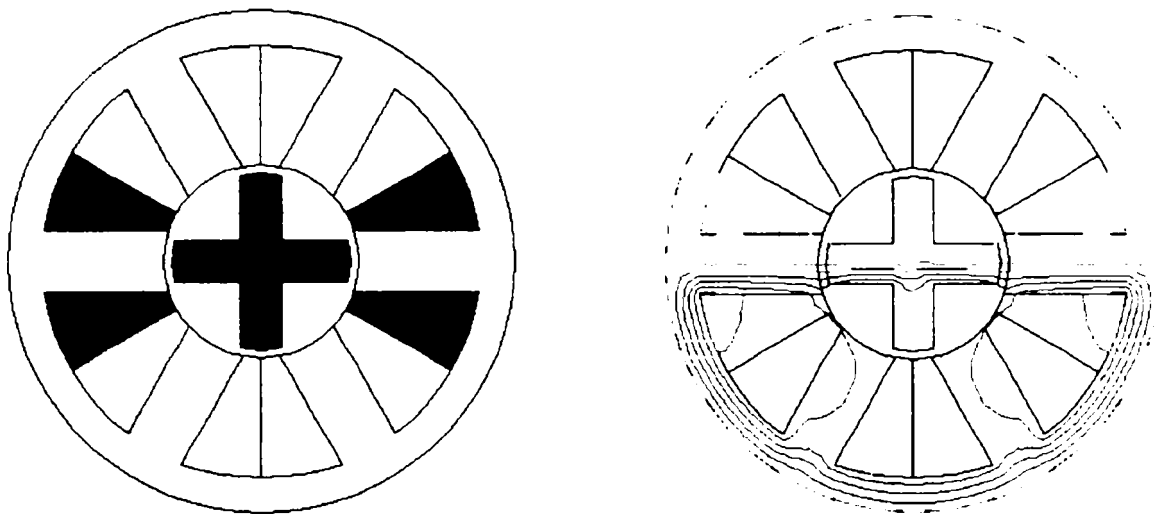


Fig. 4.58. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mică.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.20

$J[A/mm^2]$	$\Delta E[J]$	$Ld[H]$	$Lq[H]$	$NI[Asp]$
8.04	0.072898	0.315937	0.191959	1090

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.21.

Tabel 4.21

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	0.62	1.69
Q(-6,0)	0.051	1.025

C) Rotor cu $g = a+1$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figurile de mai jos.

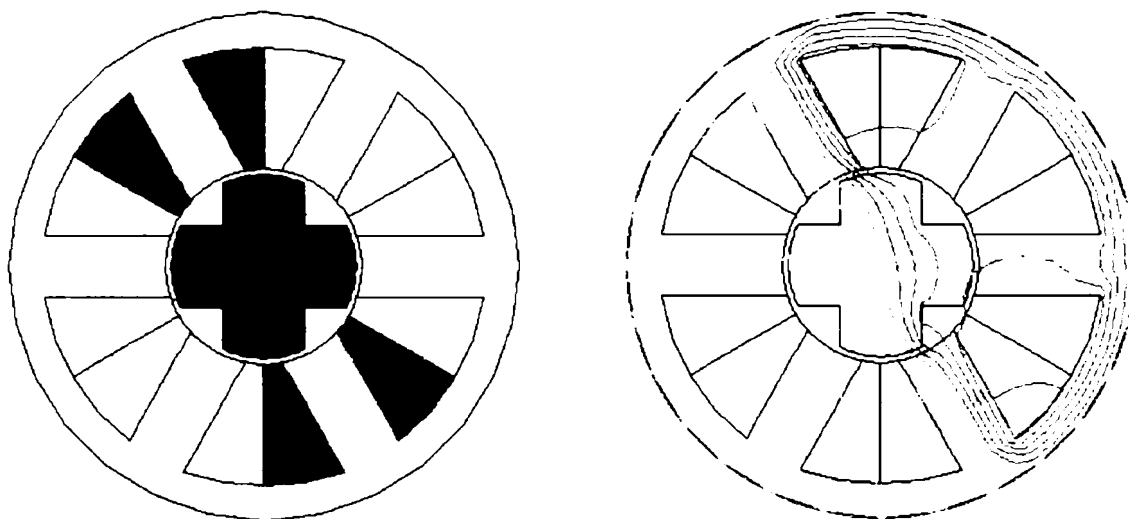


Fig. 4.59. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mre.

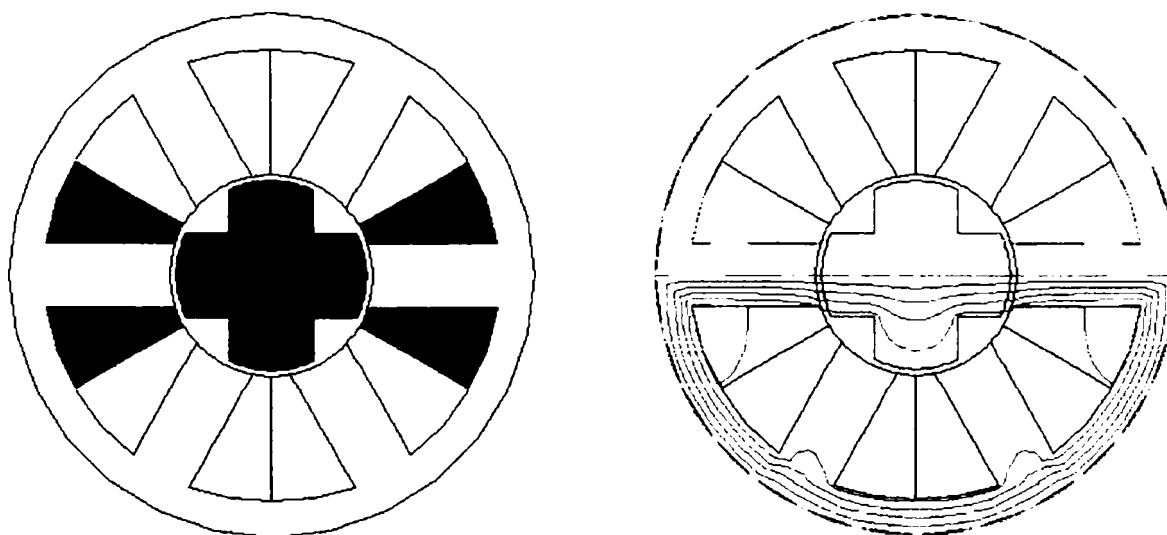


Fig. 4.60. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mare.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.22

J[A/mm ²]	ΔE [J]	Ld[H]	Lq[H]	NI[Asp]
8.04	0.071819	0.470222	0.342984	1090

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.23.

Tabel 4.23

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	1.095	1.59
Q(-6,0)	0.23	0.91

Valorile comparative pentru cele trei situații sunt prezentate în tabelul 4.24.

Tabel 4.24

Caz	ΔE [J]	Ld[H]	Lq[H]	NI[Asp]
A	0.111327	0.468931	0.273175	1090
B	0.072898	0.315937	0.191959	1090
C	0.071819	0.470222	0.342984	1090

Concluzie: La $R=10$ [mm] variația energiei magnetice maxime rezultă pentru o grosime a dintelui rotorice egală cu mărimea dintelui statoric ($g = a$).

Cazul 3: $R=11[mm]$

A) Rotor cu $g = a[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figurile de mai jos.

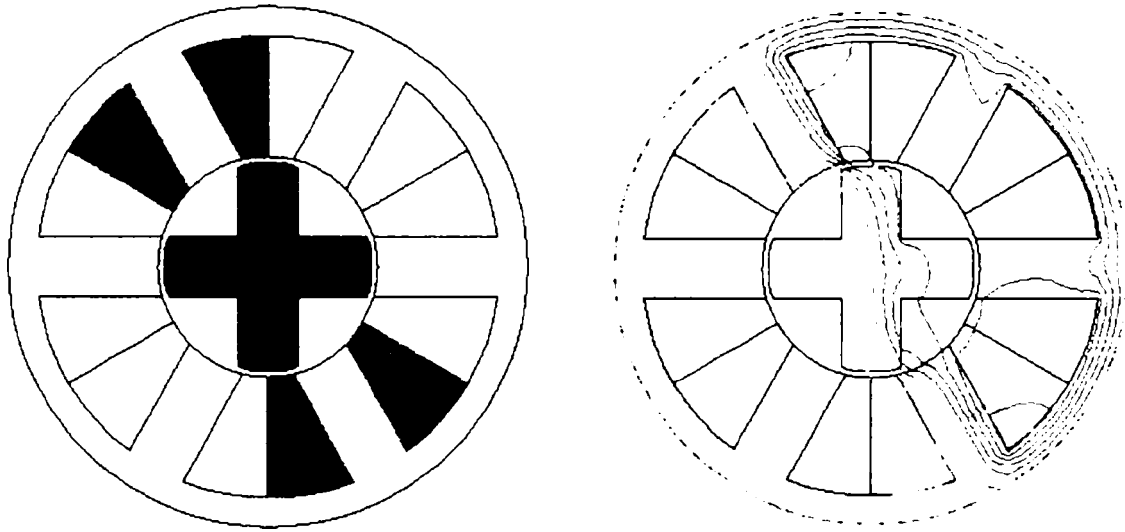


Fig. 4.61. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă.

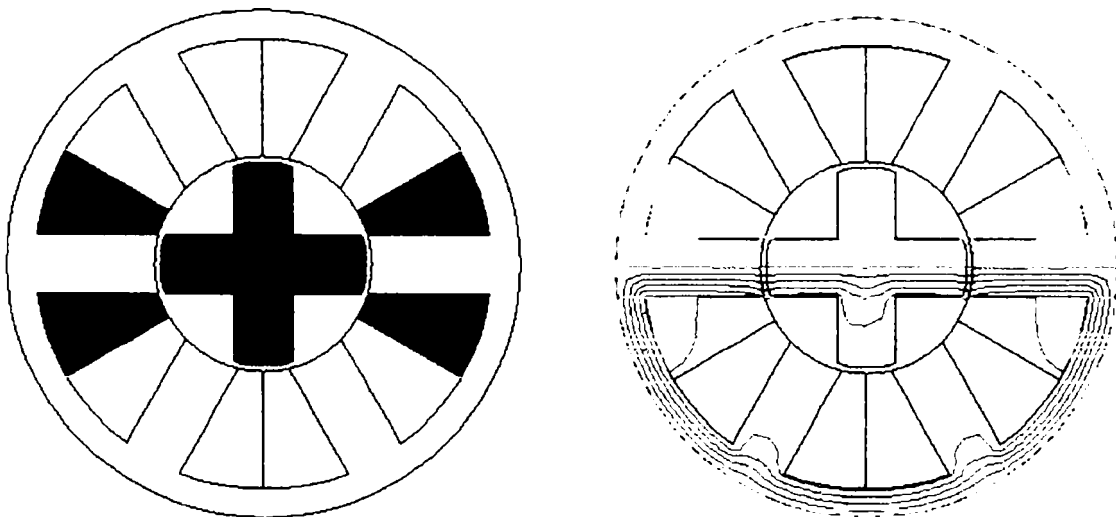


Fig. 4.62. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.25

$J[A/mm^2]$	$\Delta E[J]$	$Ld[H]$	$Lq[H]$	$NI[Asp]$
8.027	0.127108	0.4281	0.226972	1160

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.26.

Tabel 4.26

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	0.99	1.94
Q(-6,0)	0.127	1.21

B) Rotor cu $g = a-l[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figurile de mai jos.

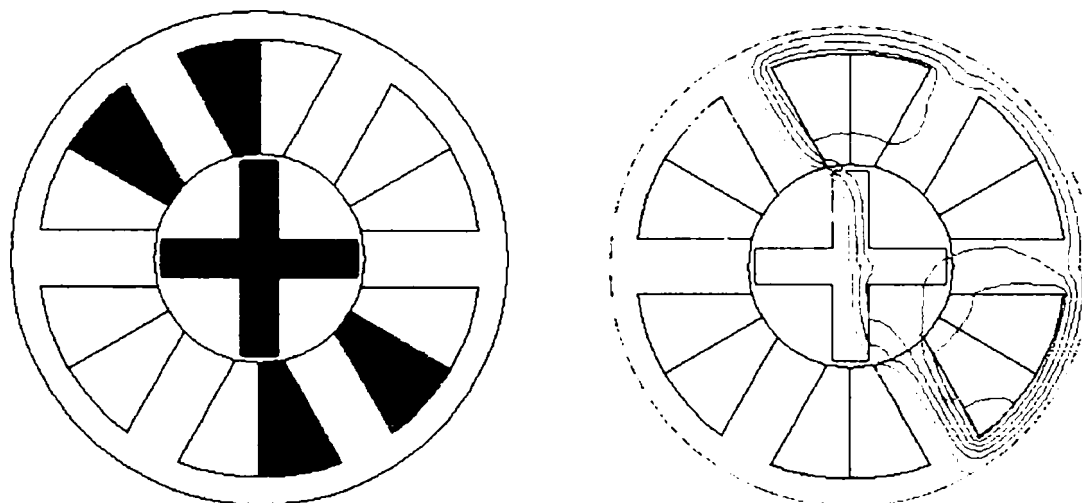


Fig. 4.63. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mică.

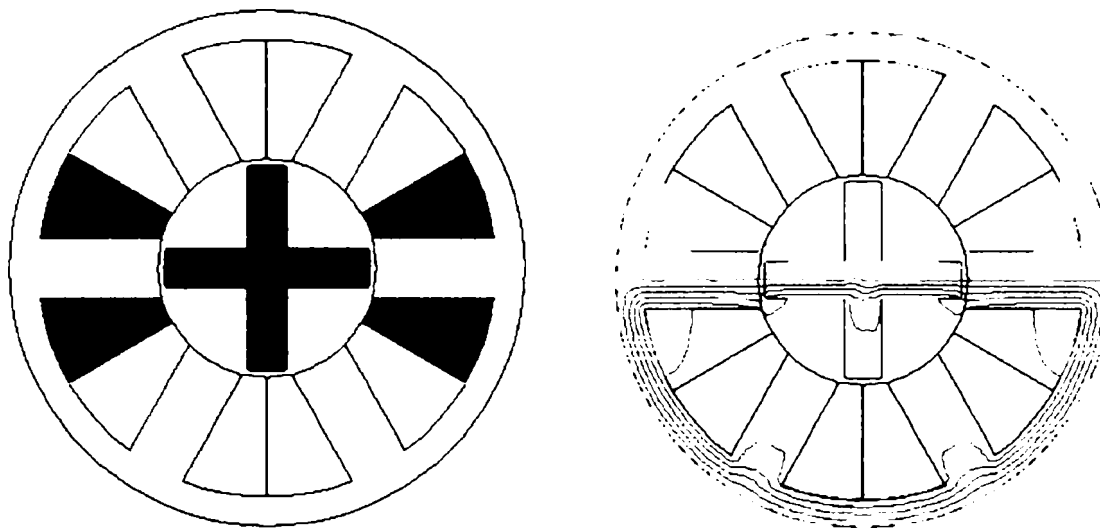


Fig. 4.64. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mică.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.27

$J[A/mm^2]$	$\Delta E[J]$	$Ld[H]$	$Lq[H]$	$NI[Asp]$
8.027	0.130288	0.372355	0.342801	1160

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.28.

Tabel 4.28

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	0.775	1.78
Q(-6,0)	0.041	1.49

C) Rotor cu $g = a+1$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.65 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.66.

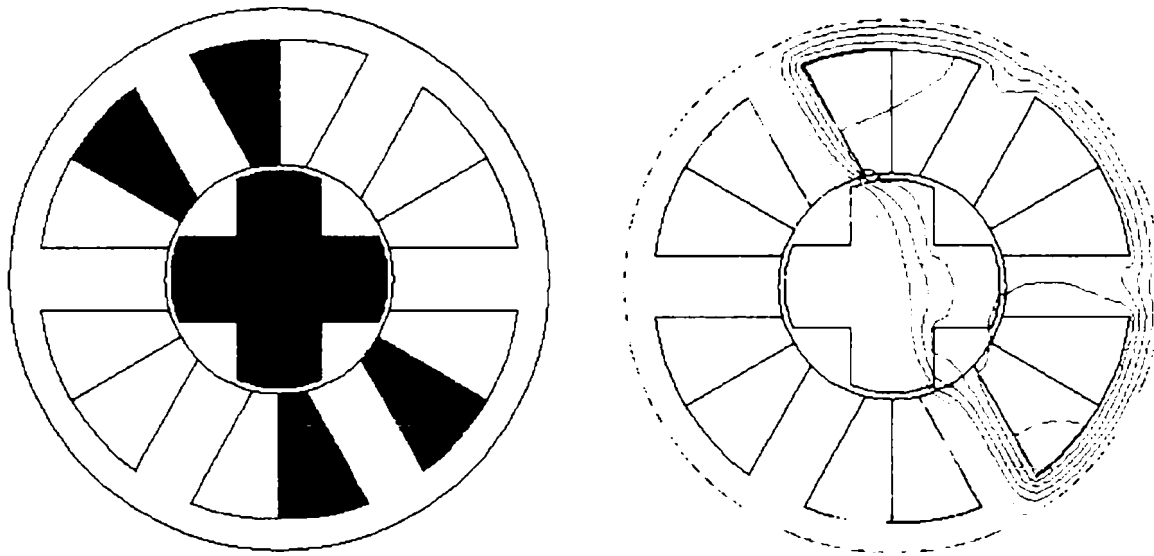


Fig. 4.65. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mre.

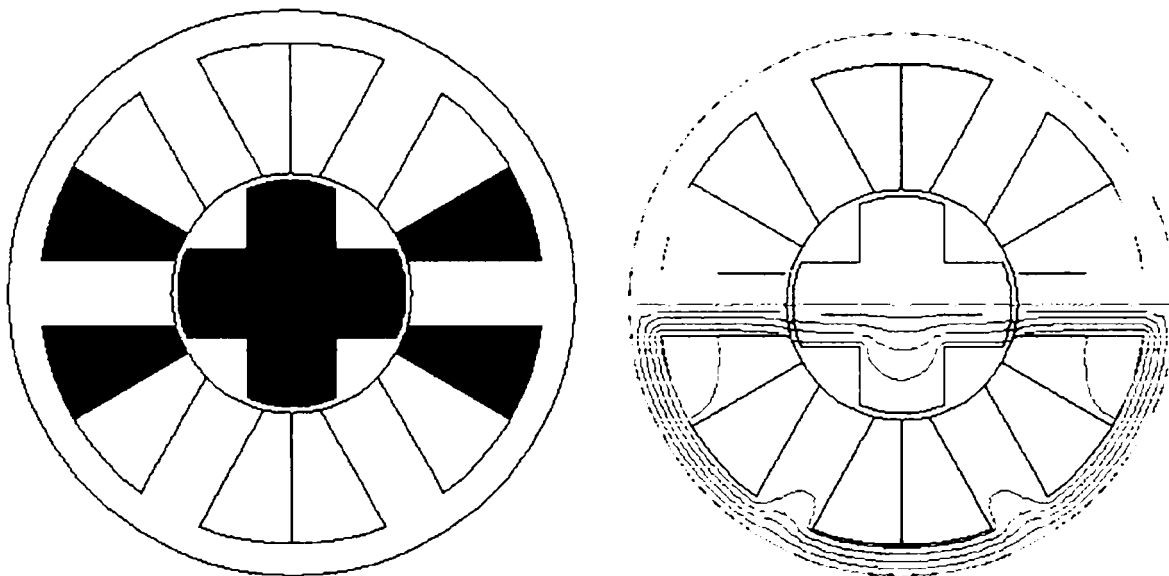


Fig. 4.66. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mre.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.29.

Tabel 4.29

$J[A/mm^2]$	$\Delta E[J]$	$Ld[H]$	$Lq[H]$	$NI[Asp]$
8.027	0.095807	0.43961	0.284043	1160

Valoarea câmpurilor în punctele P și Q, pentru cazul energiei minime (a) și pentru cazul energiei maxime (b), sunt date în tabelul 4.30.

Tabel 4.30

(x,y)	B[T] a)	B[T] b)
P(23,-3)	0.77	1.78
Q(-6,0)	0.04	1.49

Valorile comparative pentru cele trei situații sunt prezentate în tabelul 4.31.

Tabel 4.31

Caz	$\Delta E[J]$	$Ld[H]$	$Lq[H]$	$NI[Asp]$
A	0.127108	0.4281	0.226972	1160
B	0.130288	0.372355	0.342801	1160
C	0.095807	0.43961	0.284043	1160

Concluzie: La $R=11$ [mm] variația energiei maxime rezultă pentru o grosime a dintelui rotorice mai mică decât mărimea dintelui statoric $g = a-1$ [mm].

Sinteza rezultatelor, obținute prin simulare în FLUX 2D, pentru MSR 6+4 fără MP este dată în tabelul 4.32.

Tabel 4.32

R[mm]	Caz	ΔE [J]	Ld[H]	Lq[H]	NI[Asp]
9	A	0.086348	0.485346	0.339974	1150
	B	0.061031	0.332593	0.238571	1150
	C	0.047734	0.470687	0.389314	1150
10	A	0.111327	0.468931	0.273175	1090
	B	0.072898	0.315937	0.191959	1090
	C	0.071819	0.470222	0.342984	1090
11	A	0.127108	0.4281	0.226972	1160
	B	0.130288	0.372355	0.342801	1160
	C	0.095807	0.43961	0.284043	1160

Concluzie: energia maximă se obține pentru grosimea dintelui statoric egală cu cea a dintelui rotor pentru $R=\{9,10\}$ [mm], iar pentru $R=11$ [mm] pentru grosimea dintelui rotor mai mică decât cea a dintelui statoric ($g = a-1$); pentru $R=\{9,10\}$ [mm] variația energiei în cele trei cazuri analizate este descrescătoare $\Delta E(A) > \Delta E(B) > \Delta E(C)$ iar pentru $R=\{11\}$ [mm] $\Delta E(B) > \Delta E(A) > \Delta E(C)$.

Cel mai avantajos caz este pentru $R=11$ [mm].- cazul B – grosimea dintelui rotor mai mică decât cea a dintelui statoric.

4.3.4. Micromotor sincron reactiv cu magnet permanent în rotor

Prin folosirea magnetilor permanenți în rotor cuplul electromagnetic al micromotoarelor crește de două trei ori la același gabarit. Se obțin astfel micromotoare sincrone reactive în regim de micromotor pas cu pas mai performante dar mai scumpe. Actualmente pe piața acționărilor electrice se utilizează ambele variante, cu și fără magneti permanenți în rotor.

Existența în fabricație a celor două variante constructive justifică abordarea optimizării micromotoarelor în cadrul tezei de doctorat, dimensionarea rotorică optimală aducând o contribuție originală în domeniu.

Geometria micromotorului sincron reactiv cu magnet permanent în rotor (magnetul fiind amplasat pe tăpile polare), este dată în figura 4.67.

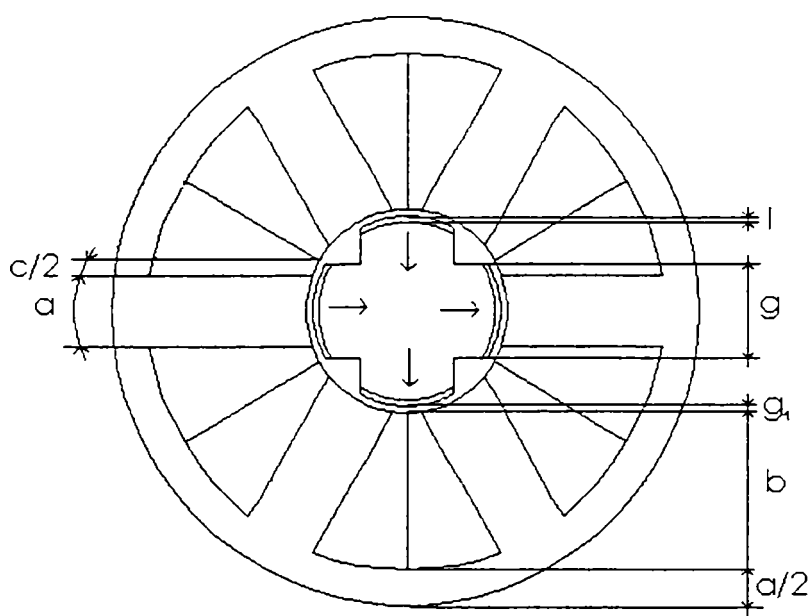


Fig. 4.67. Geometria micromotorului cu magnet permanent în rotor.

Simulările se vor face în aceleași condiții impuse ca la micromotorul fără magnet permanent în rotor, adică pentru cele 3 valori ale lui R {9, 10, 11, [mm]}.

Pentru fiecare valoare a razei interioare a statorului (R) se va calcula variația energiei (ΔE) și în final se va determina optimul grosimii dintelui rotoric corespunzătoare variației maxime a energiei.

Valorile atribuite grosimii dintelui rotoric, pentru fiecare valoare a lui “ R ” sunt:

A)Rotorul are $g=a$ [mm],

B)Rotorul are $g=a-1$ [mm],

C)Rotorul are $g=a+1$ [mm], unde a =grosimea dintelui statoric.

În toate simulările vom avea lungimea magnetului $l=1.025$ [mm] și întrefierul $\delta=g_l=1$ [mm], constante. Aceasta corespunde la o energie magnetică maximă dată magnetul permanent la $\delta=1$ [mm].

Se va lucra cu aceleași valori ale solenației, alimentându-se câte o singură fază, succesiv, pentru a calcula diferența de energie ΔE . Succesiunea fazelor va fi:

a)alimentăm faza A, energie minimă,

b)alimentăm faza C, energie maximă.

Mașinile vor avea aceleași dimensiuni ca și în cazul simulărilor fără magnet în rotor.

Cazul 1: $R=9$ [mm]

A) Rotor cu $g = a$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.68 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.69.

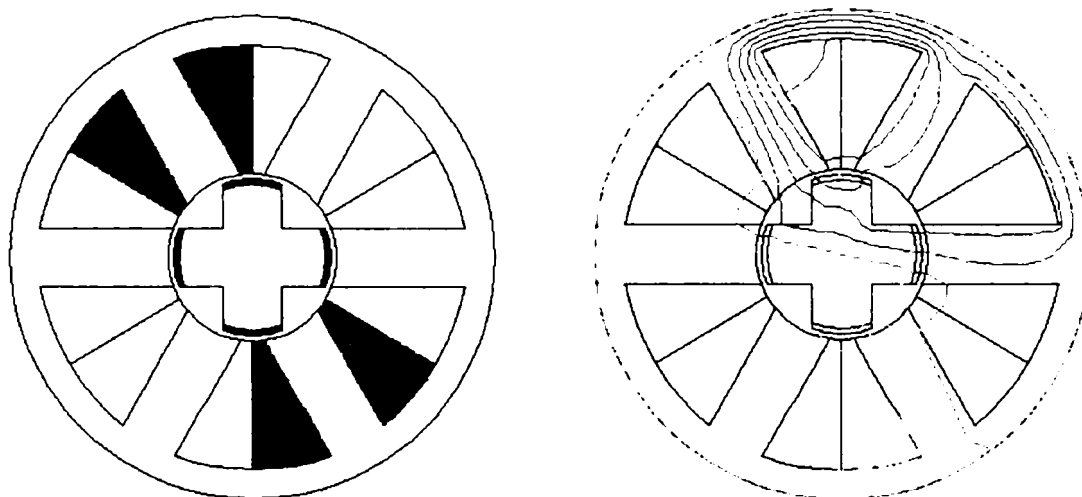


Fig. 4.68. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă.

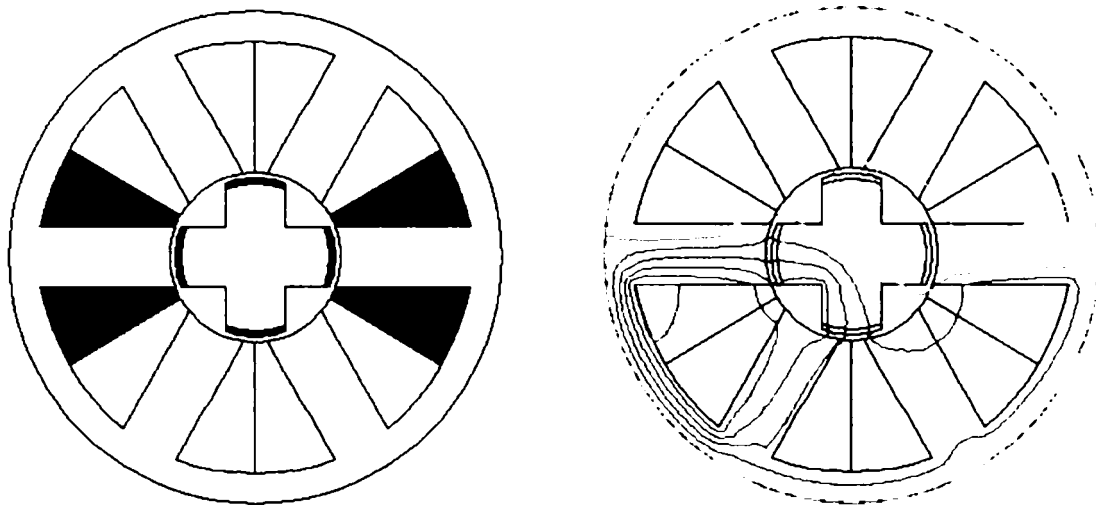


Fig. 4.69. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.33.

Tabel 4.33

$J[A/mm^2]$	$E[J](I_a)$	$E[J](I_c)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.017	0.192225	0.147418	0.044807	1150

B) Rotor cu $g = a-1[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.70 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.71.

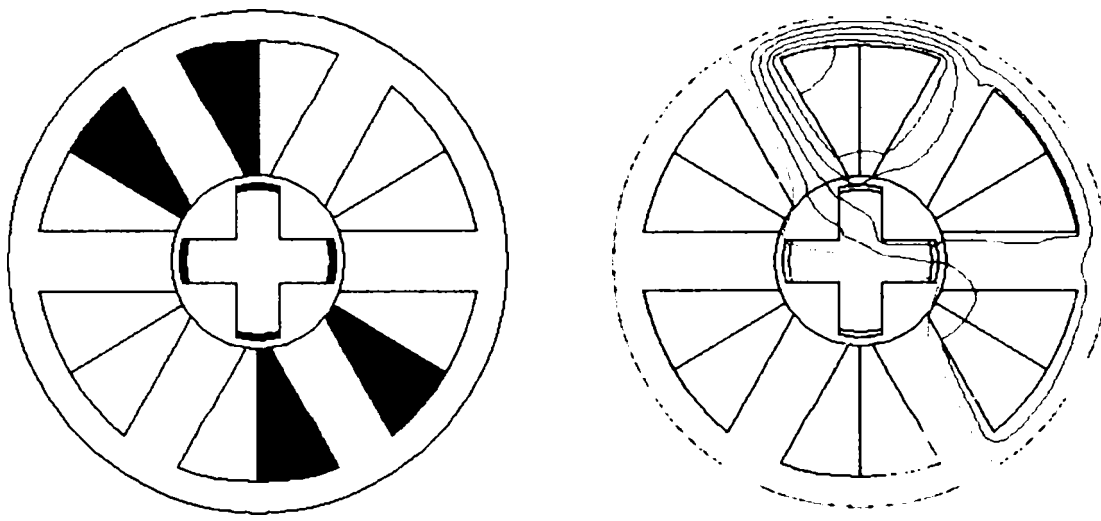


Fig. 4.70. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mică.

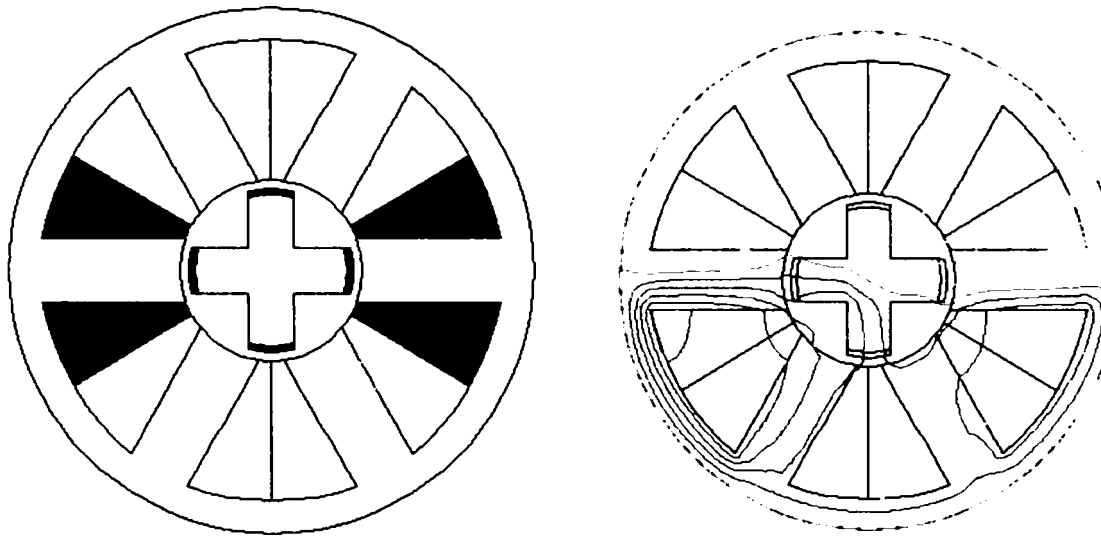


Fig. 4.71. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mică.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.34.

Tabel 4.34

$J[A/mm^2]$	$E[J](I_a)$	$E[J](I_c)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.017	0.15334	0.128596	0.024744	1150

C) Rotor cu $g = a+1$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.72 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.73.

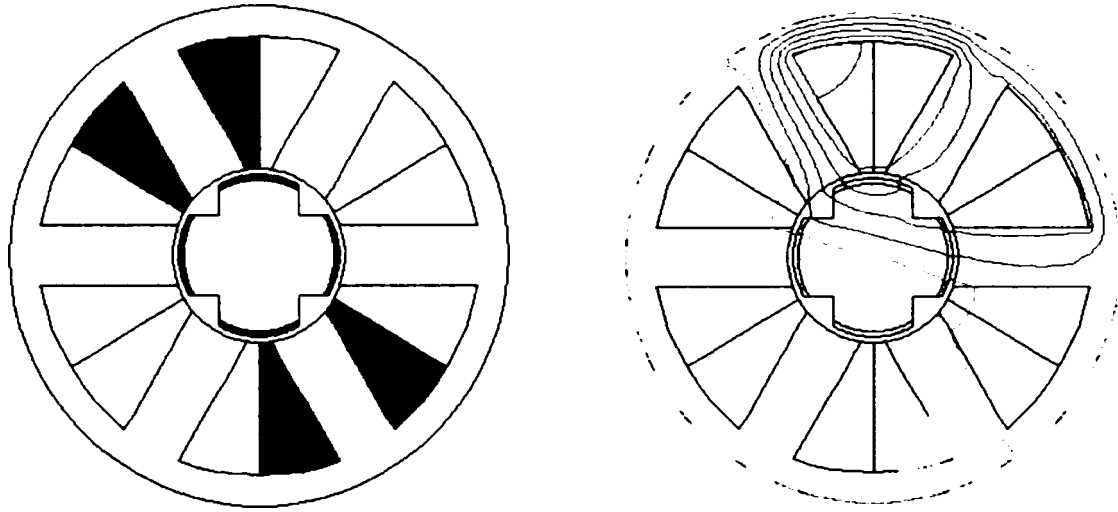


Fig. 4.72. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mare.

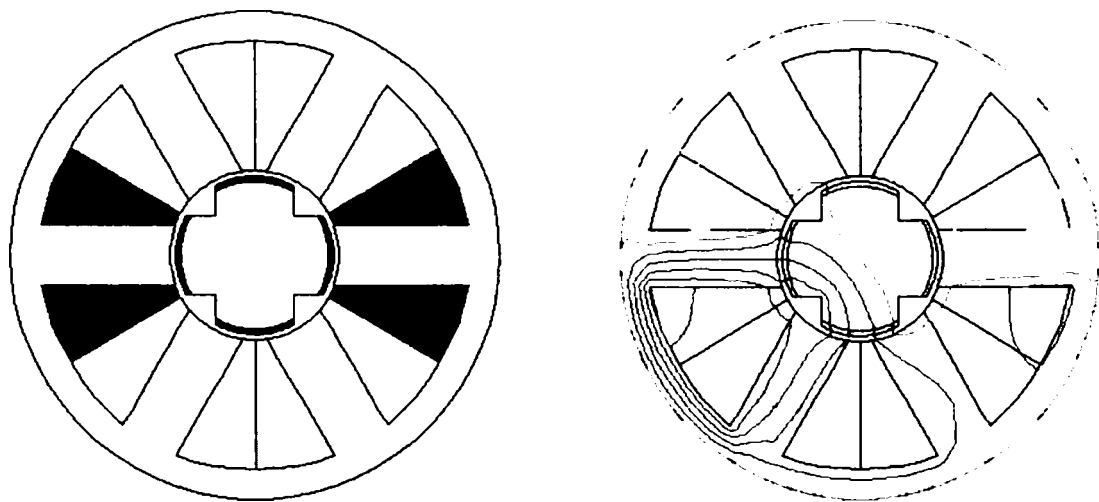


Fig. 4.73. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mare.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.35.

Tabel 4.35

$J[A/mm^2]$	$E[J](Ia)$	$E[J](Ic)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.017	0.218752	0.160889	0.057863	1150

Concluzie: La $R=9[mm]$ variația energiei maxime rezultă pentru o grosime a dintelui rotorului mai mare ca cea a dintelui statoric și anume $g=a+1[mm]$.

Cazul 2: $R=10[mm]$

A) Rotor cu $g = a[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.74 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.75.

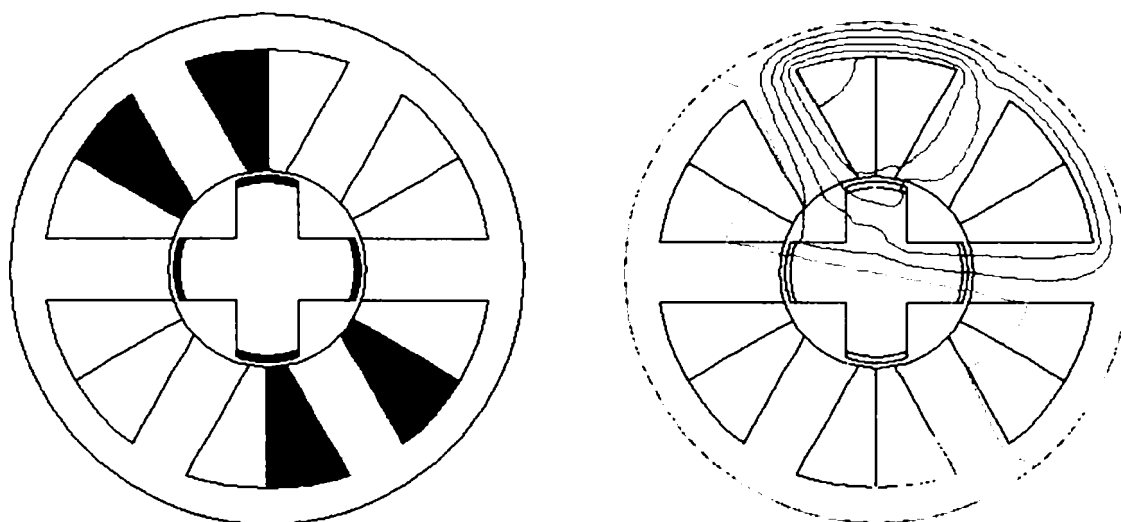


Fig. 4.74. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă.

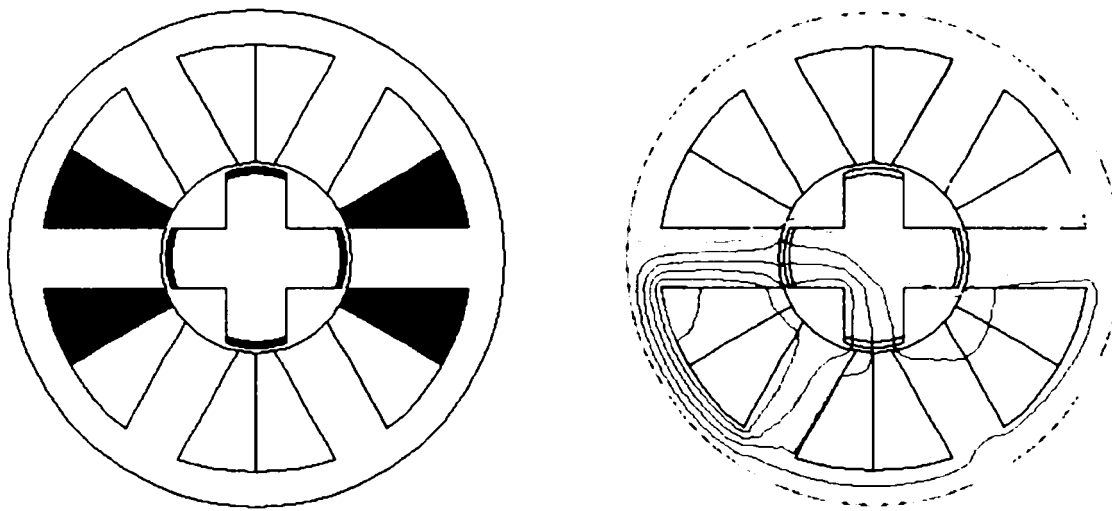


Fig. 4.75. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.36.

Tabel 4.36

$J[A/mm^2]$	$E[J](I_a)$	$E[J](I_c)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.04	0.154816	0.114624	0.040192	1190

B) Rotor cu $g = a-1[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.76 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.77.

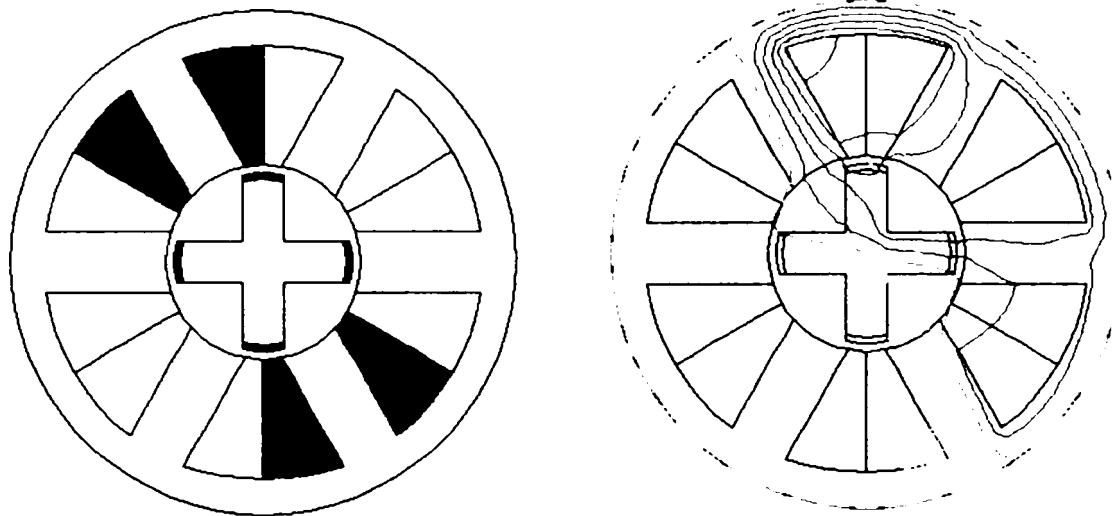


Fig. 4.76. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mică.

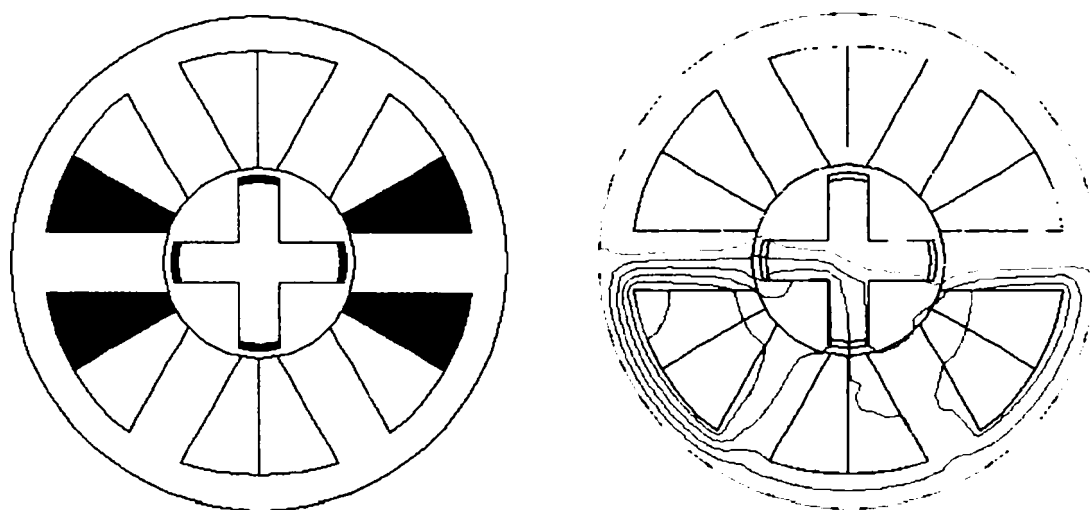


Fig. 4.77. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mică.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.37.

Tabel 4.37

$J[A/mm^2]$	$E[J](I_a)$	$E[J](I_c)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.04	0.12259	0.104434	0.018156	1190

C) Rotor cu $g = a+1$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.78 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.79.

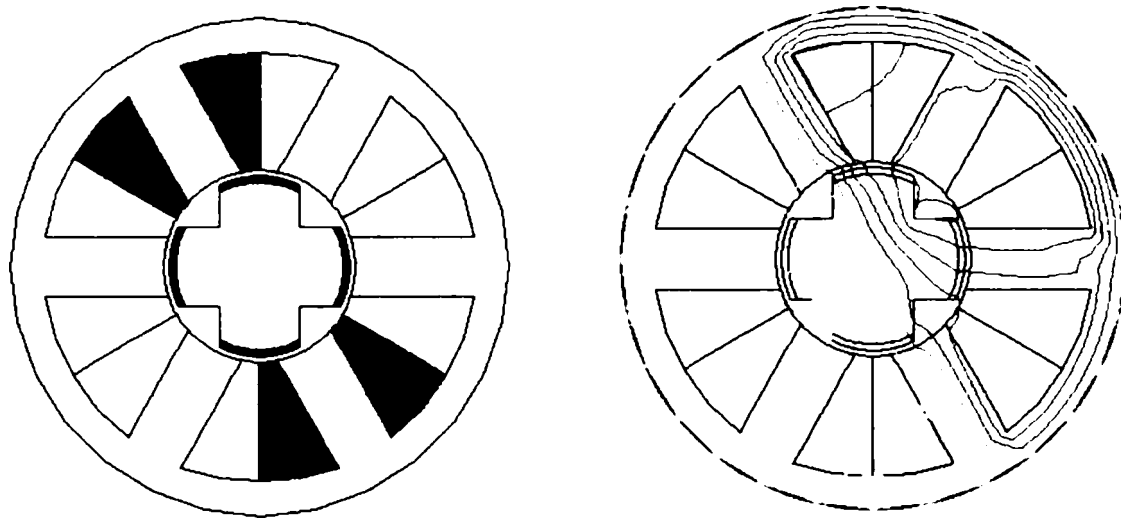


Fig. 4.78. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mare.

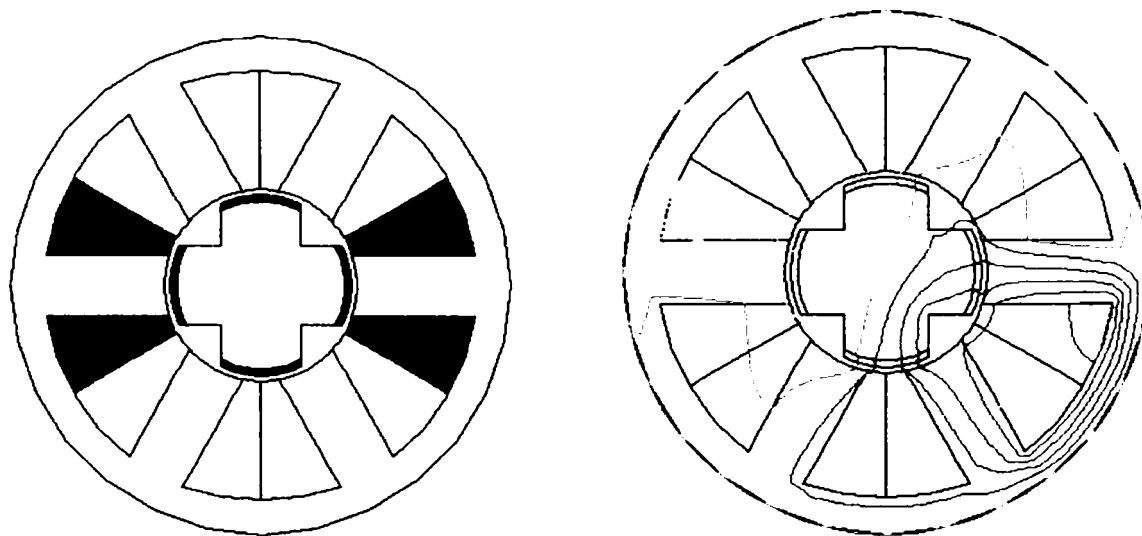


Fig. 4.79. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mare.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.38

$J[A/mm^2]$	$E[J](Ia)$	$E[J](Ic)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.04	0.355233	0.132382	0.222851	1190

Concluzie: La $R=10[mm]$ variația energiei maxime rezultă pentru o grosime a dintelui rotoric mai mare ca cea a dintelui statoric și anume $g = a+1[mm]$, similar cazului 1.

Cazul 3: $R=11[mm]$

A) Rotor cu $g = a[mm]$

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.80 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.81.

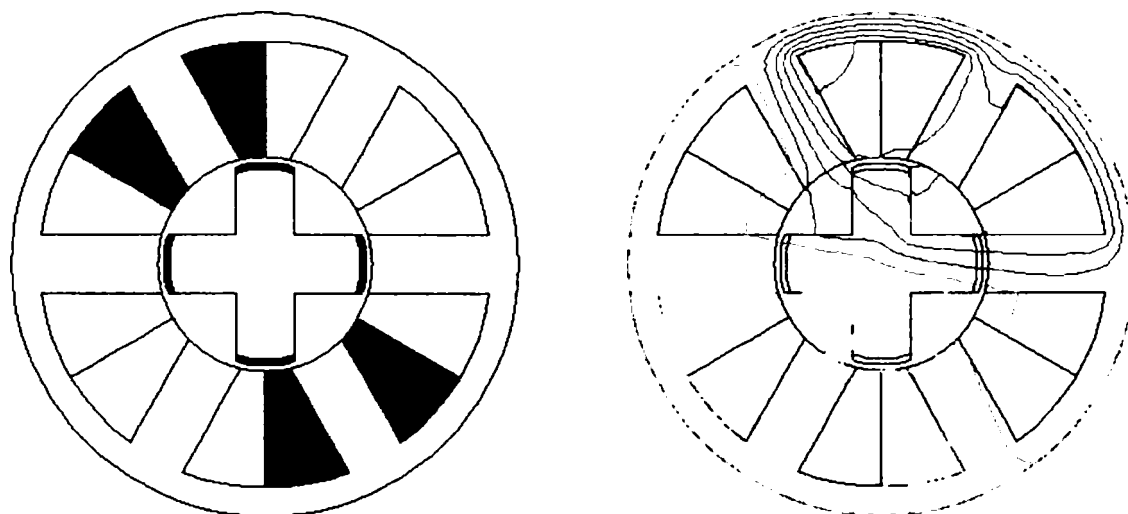


Fig. 4.80. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă.

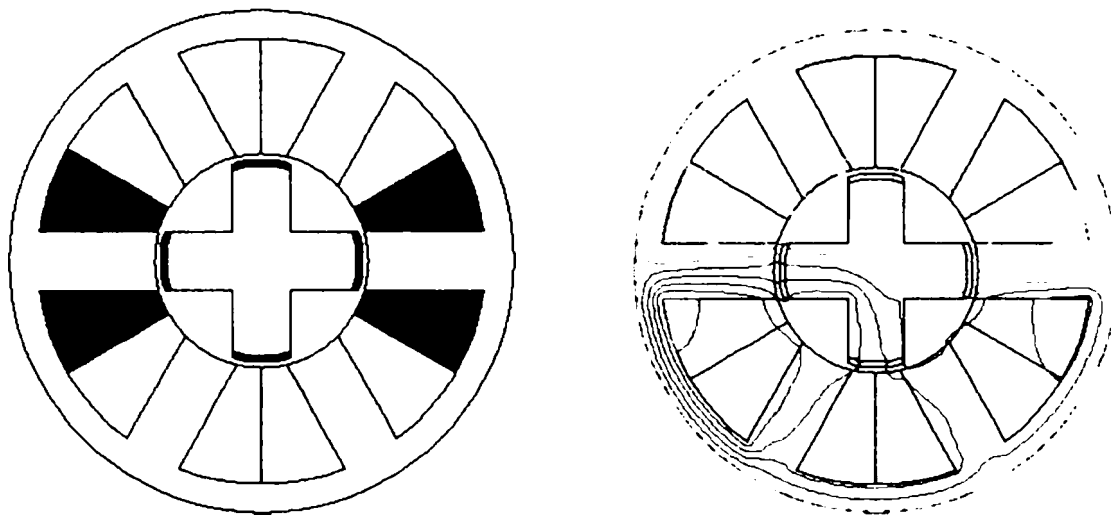


Fig. 4.81. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul următor.

Tabel 4.39

$J[A/mm^2]$	$E[J](I_a)$	$E[J](I_c)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.027	0.150983	0.114666	0.036317	1160

B) Rotor cu $g = a-l$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.82 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.83.

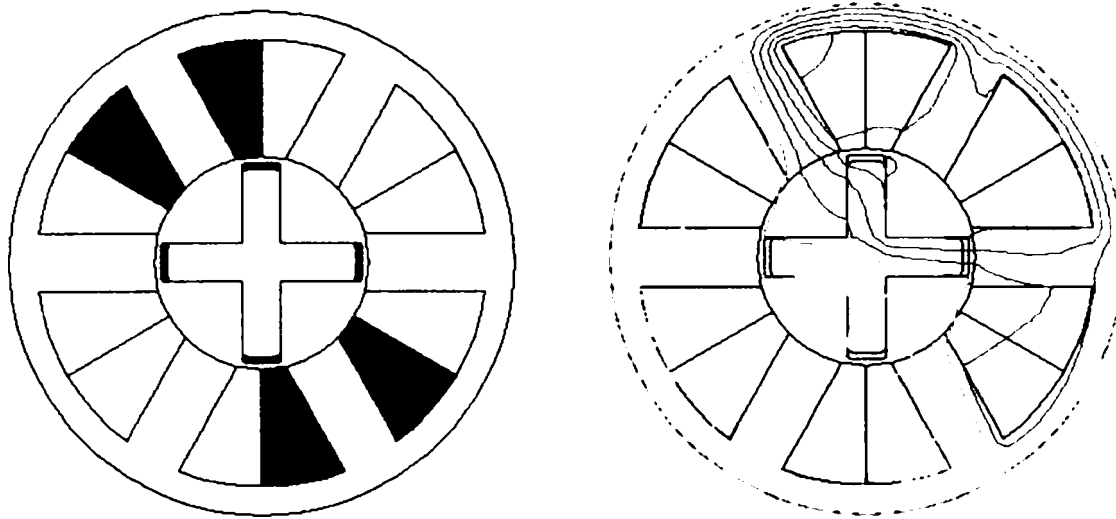


Fig. 4. 82. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mică.

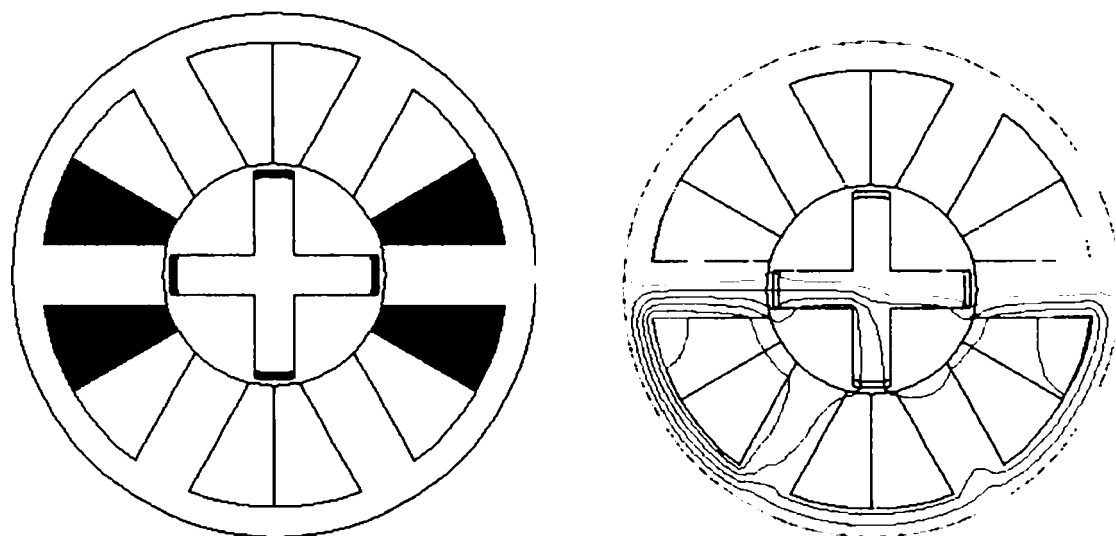


Fig. 4. 83. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mică.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.40.

Tabel 4.40

$J[A/mm^2]$	$E[J](I_a)$	$E[J](I_c)$	$\Delta E[J]$	$NI[Asp]$
8.027	0.127704	0.111046	0.016658	1160

C) Rotor cu $g = a+1$ [mm]

Spectrul liniilor de câmp, pentru cazul energiei minime ce corespunde alimentării fazei A este dat în figura 4.84 și pentru cazul energiei maxime ce corespunde alimentării fazei B, este prezentat în figura 4.85.

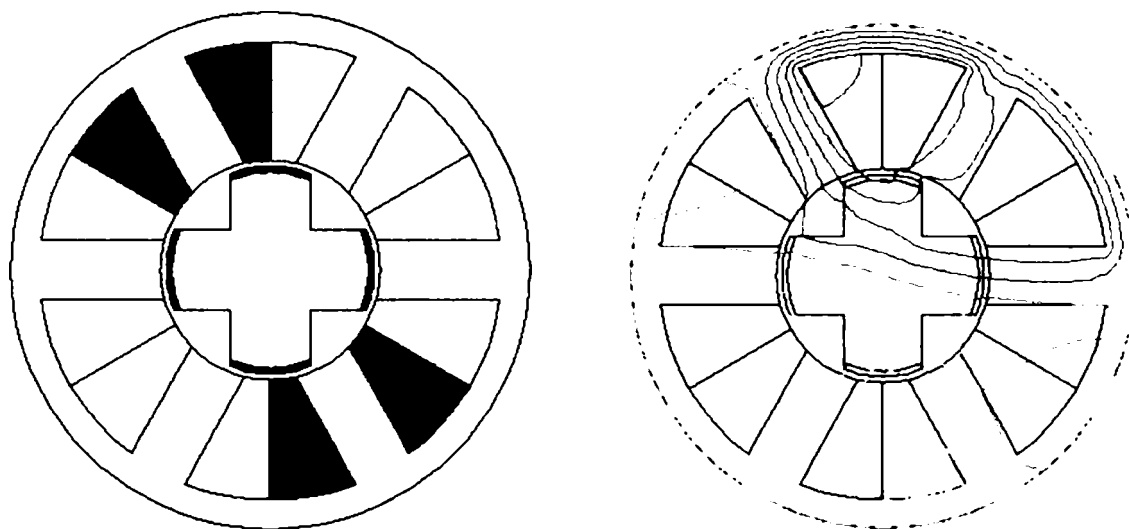


Fig. 4. 84. Spectrul liniilor de câmp pentru energia minimă, rotor cu grosime mare.

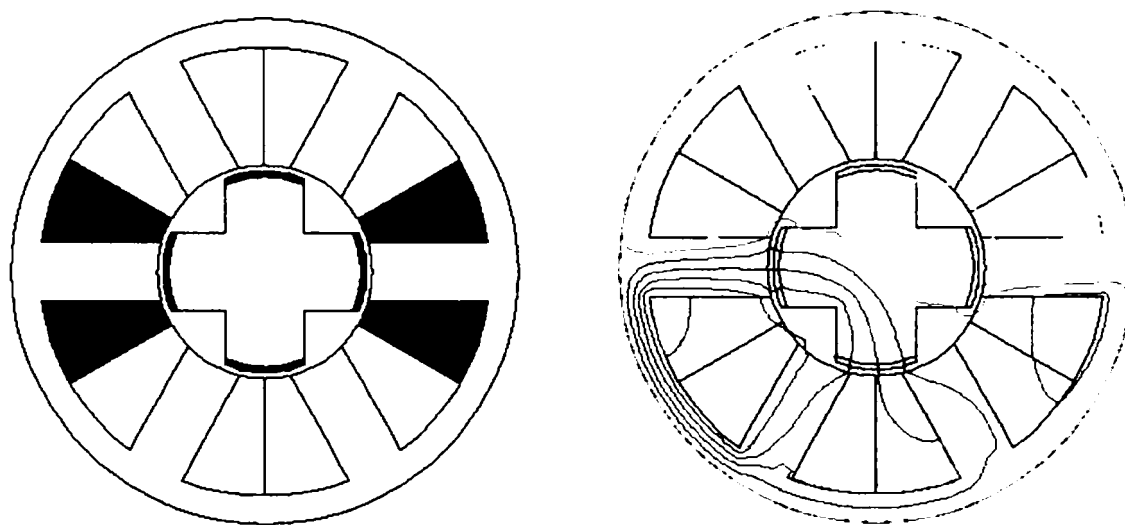


Fig. 4. 85. Spectrul liniilor de câmp pentru energia maximă, rotor cu grosime mare.

Valoarea ΔE a energiei și a parametrilor corespunzători situației de mai sus, rezultați în urma simulării, sunt prezentați în tabelul 4.41.

Tabel 4.41

J[A/mm ²]	E[J](Ia)	E[J](Ic)	ΔE [J]	NI[Asp]
8.027	0.174251	0.125344	0.048907	1160

Concluzie: La R=11[mm] variația energiei maxime rezultă pentru o grosime a dintelui rotoric mai mare ca cea a dintelui statoric și anume g=a+1[mm] similar cazului 2.

Sinteza rezultatelor, obținute prin simulare în FLUX 2D, pentru MSR 6+4 cu MP este dată în tabelul 4.42.

Tabel 4.42

J[A/mm ²]	E[J](Ia)	E[J](Ic)	ΔE [J]	NI[Asp]	Caz	R[mm]
8.017	0.192225	0.147418	0.044807	1150	A	9
8.017	0.15334	0.128596	0.024744	1150	B	
8.017	0.218752	0.160889	0.057863	1150	C	
8.04	0.154816	0.114624	0.040192	1190	A	10
8.04	0.12259	0.104434	0.018156	1190	B	
8.04	0.355233	0.132382	0.222851	1190	C	
8.027	0.150983	0.114666	0.036317	1160	A	11
8.027	0.127704	0.111046	0.016658	1160	B	
8.027	0.174251	0.125344	0.048907	1160	C	

Concluzie: Se observă ca variația maximă de energie se obține pentru R=10[mm] și g=a+1 având cea mai mare cantitate de magnet în rotor. Pentru R={9,10,11}[mm] variația energiei în cele trei cazuri analizate este asemănătoare $\Delta E(C) > \Delta E(A) > \Delta E(B)$.

4.3.5. Concluzii

4.3.5.1 Micromotor fără MP

- Energia maximă pentru $R=9[\text{mm}]$ este pentru dinte rotorice egal cu dinte Statoric.
 $\Delta E=0.086[\text{J}] \rightarrow M_{\text{elmag}}=0.054[\text{Nm}]$
- Energia maximă pentru $R=10[\text{mm}]$ este pentru dinte rotorice egal cu dinte statoric.
 $\Delta E=0.111[\text{J}] \rightarrow M_{\text{elmag}}=0.07[\text{Nm}]$
- Energia maximă pentru $R=11[\text{mm}]$ este pentru dinte rotorice mai mic decât dinte statoric.
 $\Delta E=0.13[\text{J}] \rightarrow M_{\text{elmag}}=0.082[\text{Nm}]$

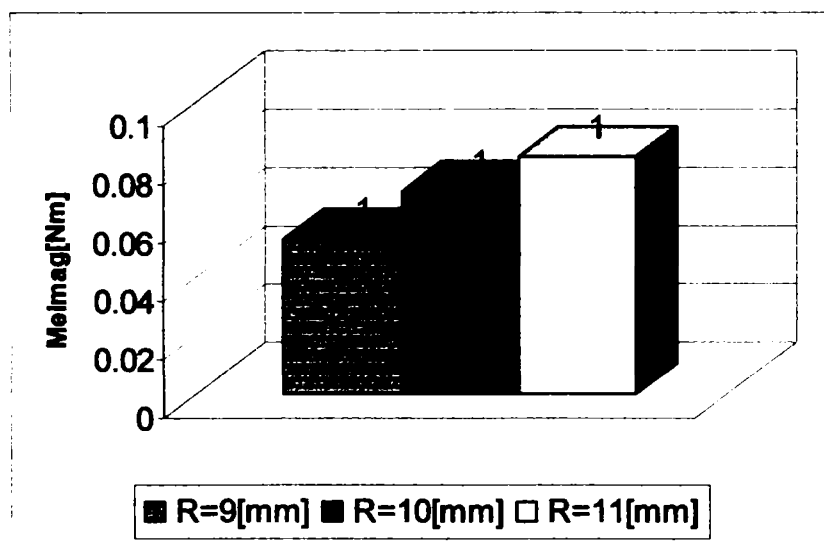


Fig. 4.86. Dependența cuplului de rază la rotor pasiv.

Varianta optimă, adică micromotorul cu cuplu maxim, se obține în varianta constructivă $R = 11$ [mm] și cu grosimea dintelui rotorului mai mică decât grosimea dintelui statoric, $g = a-1$ [mm].

4.3.5.2 Micromotor cu MP

- Energia maximă pentru $R=9[\text{mm}]$ este pentru dinte rotorice mai mare decât dinte statoric.

$$\Delta E=0.0578 [\text{J}] \rightarrow M_{\text{elmag}}=0.11[\text{Nm}]$$

- Energia maximă pentru $R=10[\text{mm}]$ este pentru dinte rotorice mai mare decât dinte statoric.

$$\Delta E=0.22[\text{J}] \rightarrow M_{\text{elmag}}=0.14[\text{Nm}]$$

- Energia maximă pentru $R=11[\text{mm}]$ este pentru dinte rotorice mai mare decât dinte statoric.

$$\Delta E=0.048[\text{J}] \rightarrow M_{\text{elmag}}=0.03 [\text{Nm}]$$

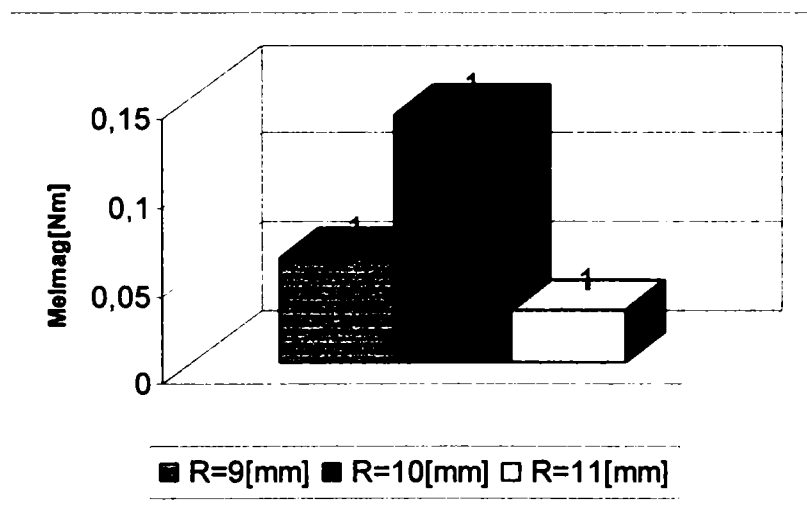


Fig. 4.87. Dependența cuplului de rază la rotor cu MP.

În varianta micromotorului cu magneți permanenți cuplul maxim se obține pentru raza rotorului $R = 10 [\text{mm}]$ și pentru grosimea dintelui rotorice mai mare decât cea a dintelui statoric. Desigur în această variantă și cantitatea de magnet permanent este mai mare, deci și mașina este mai scumpă.

4.4. Concluzii generale privind optimizarea micromotorului sincron reactiv prin metoda FLUX2D

Relațiile analitice ce definesc performanțele micromotorului sincron reactiv monofazat sunt bazate pe calculul armonicilor superioare, care din motive ingineresti (de finalitate) iau în considerare doar armonicile trei și cinci [B5, B4, P7].

Din acest motiv, evaluarea performanțelor micromotorului sincron reactiv este parțială și cu erori. În cazul micromotoarelor sincrone reactive de puteri mici aceste erori (erorile introduse în calcule prin neglijarea armonicilor superioare) pot fi inacceptabile și din acest motiv metodele analitice se folosesc din ce în ce mai puțin.

Pentru evitarea acestui inconvenient s-a abordat optimizarea geometriei micromotorului sincron reactiv în general și a rotorului în mod special cu metode numerice de rezolvare a câmpului electromagnetic din stator, întrefier și rotor.

Metodele numerice de rezolvare a câmpului electromagnetic s-au dezvoltat odată cu dezvoltarea tehnicii de calcul, a calculatoarelor de ultimă generație și nu în ultimul rând a programelor specifice domeniului.

Optimizarea numerică constă în înlocuirea modelului original printr-un model matematic.

Utilizarea unui astfel de model în programul FLUX 2D oferă rezultate deosebit de utile pentru rezolvarea problematicii proiectării optimale a micromotoarelor sincrone reactive.

Calculul optimal a avut în vedere următoarele variante:

- micromotor sincron reactiv alimentat monofazat și
- micromotor sincron reactiv alimentat trifazat.

Variantele constructive analizate sunt:

- fără magneți permanenți în rotor și,
- cu magneți permanenți în rotor.

Introducerea magneților permanenți în rotor conduce la soluții performante dar sunt mai scumpe comparativ cu variantele fără magneți permanenți.

În acționările electrice unde se impune o mare precizie în poziționarea capului de sudare se recomandă, urmare rezultatelor obținute, utilizarea micromotorului sincron pas cu pas, iar la acționarea mecanismului de pendulare utilizarea micromotorului sincron reactiv cu magnet permanent (în cazul instalațiilor performante dar mai scumpe) sau a micromotorului sincron reactiv fără magnet permanent (în cazul instalațiilor ieftine dar mai puțin performante).

Pe baza geometriei rotorice optime calculate cu metoda FLUX 2D s-a dimensionat, realizat și încercat un micromotor sincron reactiv fără magnet permanent, alimentat monofazat .

Acest micromotor testat pe standul de probă a confirmat cu bune rezultate relațiile de calcul date în cele ce urmează.

În capitolul următor se tratează teoria acestui micromotor optimizat având în vedere un studiu ce în parte este contribuția originală a autorului la stabilirea relațiilor de calcul:

- a curenților și
- cuplurilor electromagnetice.

CAP.5 MODELE DE CALCUL PENTRU MAȘINA SINCRONĂ REACTIVĂ MONOFAZATĂ

Rotorul pasiv al mașinii sincrone reactive monofazate a fost dimensionat optimal în capitolul anterior. În acest capitol se analizează unele modele originale de calcul a performanțelor mașinii sincrone reactive cu rotor optimal.

Din considerente matematice, rezolvarea ecuației diferențiale determinate de legea inducției electromagnetice pentru motorul sincron este dificil de realizat în absența unor ipoteze simplificatorii:

Din acest motiv rezolvarea ecuației diferențiale corespunzătoare înfășurării statorice la mașina sincronă reactivă este:

$$U = RI + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad , \quad (5.1)$$

unde,

R – rezistența înfășurării statorice,

L – inductanța înfășurării statorice.

Problema esențială în rezolvarea acestei ecuații diferențiale este legată de variația inductanței L cu poziția rotorului, adică evoluția ei în timp sau forma funcției $L(t)$.

În literatura de specialitate [A2, B6, C5, H4, N1] problema este tratată doar până la armonica 3.

Rezolvarea ecuației diferențiale (5.1) se poate face în anumite ipoteze simplificatoare:

- curentul “i” este dat numai de fundamentală (modelul 1);
- curentul “i” este format din fundamentală + armonica 3 (modelul 2);
- curentul “i” este format din fundamentală + armonica 3+ armonica 5 (modelul 3);
- se neglijează rezistența R (modelul 4);
- se construiește un model energetic echivalent (modelul 5);
- cu inductanța L, dependentă de poziția rotorului prin unghiul $\beta = 2\alpha_0$, scrisă sub forma:

$$L = B + C * \cos (2\omega t + \beta) \quad (5.2).$$

Modelele 3, 4, și 5 au fost construite în totalitate de către autor, fiind din acest punct de vedere originale.

5.1. Modelul 1(numai fundamentală)

Din ecuația fundamentală

$$A \sin \omega t = R \cdot i + \frac{d\psi}{dt} \quad , \quad (5.3)$$

prin înlocuirea fluxului $\psi = L \cdot i$ se obține:

$$A \sin \omega t = R \cdot i + [B + C \cdot \cos(2\omega t + \beta)] \frac{di}{dt} - 2C\omega \sin(2\omega t + \beta) \cdot i \quad , \quad (5.4),$$

sau :

$$A \sin \omega t = [R - 2C\omega \sin(2\omega t + \beta)] i_{(t)} + [B + C \cdot \cos(2\omega t + \beta)] \frac{di}{dt} \quad (5.5)$$

Considerându-se numai fundamentală (figura 5.1), de forma:

$$\boxed{i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi)} \quad , \quad (5.6)$$

cu D și φ necunoscute,

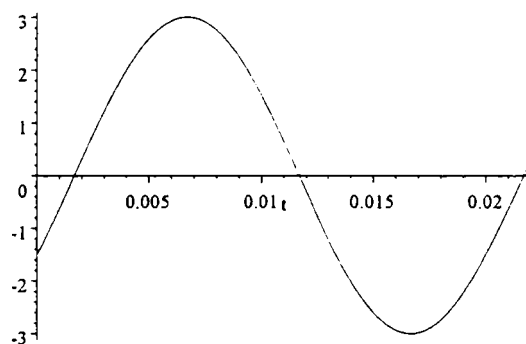


Fig.5.1. Forma curentului la modelul 1.

rezultă :

$$A \sin \omega t = [RD \sin(\omega t - \varphi) - DC \cdot \omega [\cos(\omega t + \beta + \varphi) - \cos(3\omega t + \beta - \varphi)] + BD\omega \cos(\omega t - \varphi) + \frac{CD\omega}{2} [\cos(3\omega t + \beta - \varphi) + \cos(\omega t + \beta + \varphi)]] \quad , \quad (5.7)$$

sau:

$$\begin{aligned}
 A \sin \omega t &= RD \cos \varphi \sin \omega t - RD \sin \varphi \cos \omega t - DC \omega \cos(\beta + \varphi) \cos \omega t + \\
 &+ DC \omega \sin(\beta + \varphi) \sin \omega t + DC \omega \cos(\beta - \varphi) \cos 3\omega t - DC \omega \sin(\beta - \varphi) \sin 3\omega t + \\
 &+ BD \omega \cos \varphi \cos \omega t + BD \omega \sin \varphi \sin \omega t + \frac{CD \omega}{2} \cos(\beta - \varphi) \cos 3\omega t - \\
 &- \frac{CD \omega}{2} \sin(\beta - \varphi) \sin 3\omega t + \frac{CD \omega}{2} \cos(\beta + \varphi) \cos \omega t - \frac{CD \omega}{2} \sin(\beta + \varphi) \sin \omega t
 \end{aligned} \tag{5.8}$$

sau:

$$\begin{aligned}
 A \sin \omega t &= RD \cos \varphi \sin \omega t + BD \omega \sin \varphi \sin \omega t - RD \sin \varphi \cos \omega t + BD \omega \cos \varphi \cos \omega t - \\
 &- \frac{DC \omega}{2} \cos(\beta + \varphi) \cos \omega t + \frac{DC \omega}{2} \sin(\beta + \varphi) \sin \omega t + \\
 &+ \frac{3DC \omega}{2} \cos(\beta - \varphi) \cos 3\omega t - \frac{3DC \omega}{2} \sin(\beta - \varphi) \sin 3\omega t
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Prin identificarea termenilor în $\cos \omega t$ și $\sin \omega t$ se obține sistemul:

$$(\sin \omega t) \quad A = RD \cos \varphi + BD \omega \sin \varphi + \frac{DC \omega}{2} \sin(\beta + \varphi) \quad , \tag{5.10}$$

$$(\cos \omega t) \quad 0 = -RD \sin \varphi + BD \omega \cos \varphi - \frac{DC \omega}{2} \cos(\beta + \varphi) \quad , \tag{5.11}$$

cu D și φ necunoscute.

Prin ridicare la pătrat și adunare, rezultă :

$$A^2 - ADC \omega \cdot \sin(\beta + \varphi) + \left(\frac{DC \omega}{2} \right)^2 = (RD)^2 + (BD \omega)^2 \tag{5.12}$$

Se obține pentru $\operatorname{tg} \varphi$ expresia:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B \omega - \frac{C \omega}{2} \cdot \cos \beta}{R - \frac{C \omega}{2} \sin \beta} \tag{5.13}$$

Din ecuația (5.10) se obține amplitudinea curentului D :

$$D = \frac{A}{R \cos \varphi + B \omega \sin \varphi + \frac{C \omega}{2} \sin(\beta + \varphi)} \quad (5.14)$$

Cuplul electromagnetic ca și valoarea momentană se calculează din derivata energiei electromagnetice în raport cu coordonata generalizată - β - în felul următor .

$$M_{elmag} = \left. \frac{dW_{mg}}{d\alpha} \right|_{i=ei} = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) = \frac{i^2}{2} \frac{dL}{d\alpha} = -C \cdot i^2 \sin(2\alpha + \beta) \quad , \quad (5.15)$$

deoarece:

$$i_{(t)} = D \cdot \sin(\omega t - \varphi) \quad , \quad (5.16)$$

$$L = B + C \cos(2\omega t + \beta) = B + C \cos(2\alpha + \beta) \quad , \quad (5.17)$$

și

$$\frac{dL}{d\alpha} = -2C \sin(2\alpha + \beta) \quad (5.18)$$

$$\alpha = \omega t$$

Cuplul electromagnetic ca și valoare medie se obține prin integrare :

$$\begin{aligned} M_{mediu} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_{elmag} dt = -\frac{C}{T} \int_0^T D^2 \cdot \sin^2(\omega t - \varphi) \sin(2\omega t + \beta) dt = \\ &= -\frac{CD^2}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos(2\omega t - 2\varphi)}{2} \sin(2\omega t + \beta) dt = \\ &= -\frac{CD^2}{T} \int_0^T \frac{\sin(2\omega t + \beta) - \frac{\sin(4\omega t + \beta - 2\varphi) + \sin(\beta + 2\varphi)}{2}}{2} dt = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi) \end{aligned} \quad (5.19)$$

sau

$$\boxed{M_{mediu} = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi)} \quad (5.20)$$

Unghiul de sarcină în acest caz este :

$$\theta = \beta + 2\varphi \quad , \quad (5.21)$$

și deci

$$\boxed{M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2}{4} \sin \theta} \quad . \quad (5.22)$$

Precizări :

1. Cuplul mediu este maxim la:

$$\beta + 2\varphi = \frac{\pi}{2} \text{ sau } \frac{3\pi}{2} \quad , \quad (5.23)$$

adică la:

$$\alpha_0 + \varphi = \frac{\pi}{4} \quad . \quad (5.24)$$

În acest caz între poziția rotorului dată de unghiul α_0 și defazajul curentului $i_{(t)}$ dat de unghiul φ trebuie să fie o diferență de $\frac{\pi}{4}$ fiindcă:

$$L = L_0(1 + m \cos(2\omega t + 2\alpha_0)) \quad , \quad (5.25)$$

și

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) \quad , \quad (5.26)$$

2. Cuplul mediu este nul la

$$\alpha_0 + \varphi = \frac{\pi}{2} \quad (5.27)$$

când cele două funcții : $L_{(\alpha_0)}$ și $i_{(\varphi)}$ sunt în cuadratură electrică.

3. Unghiul α_0 este o măsură a încărcării micromotorului, dar nu se poate numi unghi de sarcină deoarece unghiul de sarcină $\theta = 2\alpha_0 + 2\varphi$ depinde atât de α_0 cât și de defazajul „ φ ” al curentului statoric.

5.2 Modelul 2(armonica 1 + armonica 3)

Armonica 3 este $E \sin(3\omega t - \gamma)$ și se însumează cu fundamentală (sau armonica 1)

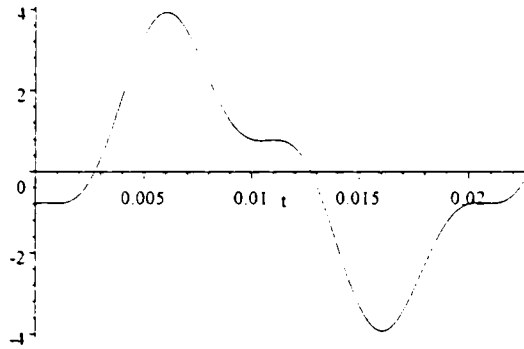


Fig. 5.2. Forma curentului la modelul 2 .

Pentru curentul $i(t)$ de forma (figura 5.2) :

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma) \quad , \quad (5.28)$$

ecuația diferențială (5.1) devine :

$$A \sin \omega t = [R - 2 \cdot C \cdot \omega \sin(2\omega t + \beta)] [D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma)] + [B + C \cdot \cos(2\omega t + \beta)] [D \cdot \omega \cdot \cos(\omega t - \varphi) + 3E \cdot \omega \cdot \cos(3\omega t - \gamma)] \quad , \quad (5.29)$$

sau :

$$\begin{aligned} A \sin \omega t = & RD \cos \varphi \sin \omega t - RD \sin \varphi \cos \omega t + CD \omega \cos(3\omega t + \beta - \varphi) - \\ & - CD \omega \cos(\omega t + \beta + \varphi) + RE \cos \gamma \sin 3\omega t - RE \sin \gamma \cos 3\omega t + \\ & + CE \omega \cos(5\omega t + \beta - \gamma) - CE \omega \cos(\omega t - \gamma - \beta) + BD \omega \cos \varphi \cos \omega t + \\ & + BD \omega \sin \varphi \sin \omega t + DC \omega \frac{\cos(3\omega t + \beta - \varphi) + \cos(\omega t + \beta + \varphi)}{2} + \\ & + 3BE \omega \cos \gamma \cos 3\omega t + 3BE \omega \sin \gamma \sin 3\omega t + 3CE \omega \frac{\cos(5\omega t + \beta - \gamma) + \cos(\omega t - \gamma - \beta)}{2} \end{aligned} \quad (5.30) .$$

Prin identificarea termenilor în $\sin \omega t, \cos \omega t, \sin 3\omega t, \cos 3\omega t$ din relația anterioară rezultă sistemul de calcul al necunoscutelor D, E, φ și γ :

$$(\sin\omega t) \quad A = RD \cos \varphi + BD\omega \sin \varphi + \frac{DC\omega}{2} \sin(\beta + \varphi) + \frac{CE\omega}{2} \sin(\gamma + \beta) \quad , \quad (5.31)$$

$$(\cos\omega t) \quad 0 = -RD \sin \varphi + BD\omega \cos \varphi - \frac{DC\omega}{2} \cos(\beta + \varphi) + \frac{CE\omega}{2} \cos(\gamma + \beta) \quad , \quad (5.32)$$

$$(\sin 3\omega t) \quad 0 = RE \cos \gamma + \frac{3DC\omega}{2} \sin(\varphi - \beta) + 3BE\omega \sin \gamma \quad , \quad (5.33)$$

$$(\cos 3\omega t) \quad 0 = -RE \sin \gamma + \frac{3DC\omega}{2} \cos(\varphi - \beta) + 3BE\omega \cos \gamma \quad , \quad (5.34)$$

Din ultimele două ecuații prin prelucrări rezultă :

$$\begin{cases} \frac{9}{4}(DC\omega)^2 = 9(BE\omega)^2 + (RE)^2 \\ 0 = \frac{3DC\omega}{2} \cos(\varphi - \beta - \gamma) + 3BE\omega \end{cases} \quad , \quad (5.35)$$

sau :

$$E = \pm \frac{3DC\omega}{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}} \quad (5.36)$$

$$\cos(\varphi - \beta - \gamma) = -\frac{2BE}{DC} = -\frac{6\omega B}{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}}$$

Observații:

1. Amplitudinea E a curentului armonică de ordinul 3 nu depinde direct de unghiul $\beta(2\alpha_0)$, fiind direct proporțională cu amplitudinea D a fundamentalei curentului.

Din ecuațiile (5.33) și (5.34), prin înlocuirea lui E se obține :

$$\begin{cases} R \cos \gamma + 3B\omega \sin \gamma + \frac{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}}{2} \sin(\varphi - \beta) = 0 \\ -R \sin \gamma + 3B\omega \cos \gamma + \frac{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}}{2} \cos(\varphi - \beta) = 0 \end{cases} \quad , \quad (5.37)$$

de unde:

$$\begin{aligned}\sin \gamma &= \frac{R \cos(\varphi - \beta) - 3B\omega \sin(\varphi - \beta)}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} \\ \cos \gamma &= \frac{-[R \sin(\varphi - \beta) + 3B\omega \cos(\varphi - \beta)]}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}}\end{aligned}\quad (5.38)$$

Cuplul electromagnetic la considerarea armonicilor 1 și 3.

Calculul cuplului electromagnetic se bazează așa cum s-a arătat și anterior pe derivata energiei electromagnetice în raport cu coordonata generalizată și se obține expresia cunoscută:

$$M_{elmag} = -C \cdot i^2 \cdot \sin(2\omega t + \beta) \quad \text{unde } i = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma) \quad (5.39)$$

Se obține, astfel, valoarea momentană a cuplului electromagnetic.

Valoarea medie se obține prin integrare :

$$\begin{aligned}M_{mediu} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_{elmag} dt = -\frac{C}{T} \int_0^T (D^2 \sin^2(\omega t - \varphi) + 2ED \sin(\omega t - \varphi) \cdot \\ &\cdot \sin(3\omega t - \gamma) + E^2 \cdot \sin^2(3\omega t - \gamma)) \sin(2\omega t + \beta) dt = \\ &= -\frac{C}{T} \int_0^T \left[D^2 \frac{1 - \cos(2\omega t - 2\varphi)}{2} + ED(\cos(2\omega t + \varphi - \gamma)) - \cos(4\omega t - \varphi - \gamma) + \right. \\ &\left. + E^2 \frac{1 - \cos(6\omega t - 2\gamma)}{2} \right] \sin(2\omega t + \beta) dt = \frac{C}{T} \int_0^T \left(D^2 \frac{\sin(\beta + 2\varphi)}{4} - ED \frac{\sin(\beta + \gamma - \varphi)}{2} \right) dt = \\ &= \frac{CD^2 \sin(\beta + 2\varphi)}{4} - \frac{CED \sin(\beta + \gamma - \varphi)}{2}\end{aligned}, \quad (5.40)$$

deoarece toate celelalte integrale sunt nule :

$$\begin{aligned}\int_0^T \sin(2K\omega t + \phi) dt &= 0 \\ \int_0^T \cos(2K\omega t + \phi) dt &= 0\end{aligned}\quad (5.41)$$

Prin urmare cuplul mediu depinde de amplitudinile curenților $i_1(D)$ - și $i_3(E)$ - și de defazajele lor (φ și γ) :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2 \sin(\beta + 2\varphi)}{4} - \frac{CED \sin(\beta + \gamma - \varphi)}{2} \quad (5.42)$$

Observații :

1. Cuplul electromagnetic mediu devine nul la :

$$\beta + 2\varphi = 0 \text{ sau } \pi \left(\text{sau } \alpha_0 + \varphi = 0 \text{ sau } \alpha_0 + \varphi = \frac{\pi}{2} \right); \quad (5.43)$$

$$\beta + \gamma - \varphi = 0 \text{ sau } \pi \left(\text{sau } 2\alpha_0 + \gamma - \varphi = 0 \text{ sau } \alpha_0 + \frac{\gamma - \varphi}{2} = \frac{\pi}{2} \right); \quad (5.44)$$

2. Cuplul electromagnetic mediu are valoarea maximă la :

$$\beta + 2\varphi = \frac{\pi}{2} \text{ sau } \frac{3\pi}{2} \left(\text{sau } \alpha_0 + \varphi = \frac{\pi}{4} \text{ sau } \alpha_0 + \varphi = \frac{3\pi}{4} \right); \quad (5.45).$$

$$\beta + \gamma - \varphi = \frac{3\pi}{2} \text{ sau } \frac{\pi}{2} \left(\text{sau } 2\alpha_0 + \gamma - \varphi = \frac{3\pi}{2} \text{ sau } \alpha_0 + \frac{\gamma - \varphi}{2} = \frac{\pi}{4} \right). \quad (5.46)$$

Unghiul $\beta = 2\alpha_0$, ce definește poziția rotorului în raport cu trecerea prin zero a valorii tensiunii aplicate la borne, este o măsură a încărcării micromotorului.

La o tensiune la borne dată și la cuplul rezistent impus curentul și unghiul β sunt unic determinați .

Prin modificarea cuplului se modifică și unghiul β și curentul absorbit.

5.3 Modelul 3 (armonica 1 + armonica 3 + armonica 5)

Din legea inducției electromagnetice rezultă:

$$U(t) = R \cdot i(t) + \frac{d\varphi}{dt}, \quad (5.47)$$

și punând fluxul sub forma :

$$\varphi = L \cdot i \quad , \quad (5.48)$$

se obține

$$u(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad (5.49)$$

Inductanța L se poate aproxima prin :

$$L = L_0 [1 + m \cdot \cos 2 \cdot (\omega t + \alpha_0)] \quad (5.50)$$

Deoarece

$$U(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad , \quad (5.51)$$

rezultă :

$$U_m \sin(\omega t + \varphi) = R i(t) + [L_0 + L_0 m \cos 2(\omega t + \alpha_0)] \frac{di}{dt} + i(t) [-2mL_0 \omega \sin 2(\omega t + \alpha_0)] \quad . \quad (5.52)$$

Cazul a)

Curentul “i” format din fundamentală, armonica 3 și armonica 5.

Considerând armonicile 3, și 5, i(t) apare sub forma (figura 5.3):

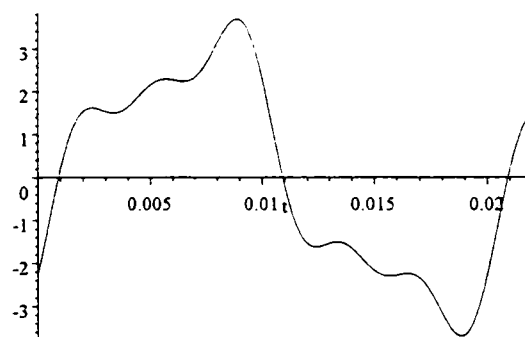


Fig. 5.3. Forma curentului la modelul 3.

$$i(t) = I_1 \cdot \sin \omega t + I_3 \cdot \sin 3 \omega t + I_5 \cdot \sin 5 \omega t \quad (5.53)$$

Expresia cuplului electromagnetic momentan este :

$$M_{elm} = \frac{dW}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{d}{d\alpha} (L_0 + L_0 \cdot m \cdot \cos 2\alpha) = -i^2 L_0 \cdot m \cdot \sin 2\alpha \quad (5.54)$$

Cuplul mediu se obține prin integrare :

$$\begin{aligned} M_{mediu} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_{elm} dt = -\frac{L_0 m}{T} \int_0^T (I_1 \sin \omega t + I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t)^2 \cdot \sin(2\omega t + \beta) dt = \\ &= \frac{L_0 m}{4} (I_1^2 - 2I_1 I_3 - 2I_3 I_5) \sin \beta \quad , \quad (5.55) \end{aligned}$$

$$\boxed{M_{mediu} = L_0 m \frac{(I_1^2 - 2I_1 I_3 - 2I_3 I_5)}{4} \sin \beta} \quad (5.56)$$

unde $\beta = 2\alpha_0$.

Curentul cu armonicile de ordinul 3 și 5 se determină pe baza relației (5.1) din următoarea ecuație :

$$\begin{aligned} U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) &= R \cdot (I_1 \cdot \sin \omega t + I_3 \cdot \sin 3\omega t + I_5 \cdot \sin 5\omega t) + (L_0 + L_0 m \cdot \cos 2\omega t \cdot \cos 2\alpha_0 - L_0 m \cdot \\ &\sin 2\omega t \cdot \sin 2\alpha_0) \cdot (I_1 \cdot \omega \cdot \cos \omega t + 3 \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \cos 3\omega t + 5 \cdot I_5 \cdot \omega \cdot \cos 5\omega t) + \\ &+ (I_1 \cdot \sin \omega t + I_3 \cdot \sin 3\omega t + I_5 \cdot \sin 5\omega t) \cdot (-2mL_0 \cdot \omega \cdot \sin 2\omega t \cdot \cos 2\alpha_0 - 2mL_0 \cdot \omega \cdot \cos 2\omega t \cdot \sin 2\alpha_0) \end{aligned} \quad (5.57)$$

Prin identificarea termenilor în $\sin \omega t$, $\cos \omega t$, $\sin 3\omega t$, $\cos 3\omega t$, rezultă :

$$\begin{cases}
U_m \cos \varphi = RI_1 - \frac{L_0 m}{2} I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + 3 \frac{L_0 m}{2} \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + L_0 m \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 - \\
- L_0 m \cdot I_3 \cdot \omega \sin 2\alpha_0 \\
U_m \cdot \sin \varphi = L_0 \cdot I_1 \cdot \omega + \frac{L_0 m}{2} I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 + 3 \frac{L_0 m}{2} \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 - L_0 m \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 - \\
- L_0 m \cdot I_3 \cdot \omega \cos 2\alpha_0 \\
0 = R \cdot I_3 - \frac{L_0 m}{2} I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + 5 \frac{L_0 m}{2} \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 - L_0 m \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 - \\
- L_0 m \cdot I_3 \cdot \omega \sin 2\alpha_0 \\
0 = 3L_0 \cdot I_3 \cdot \omega + 5 \frac{L_0 m}{2} I_3 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 + L_0 \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 - L_0 m \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0
\end{cases}
, \quad (5.58)$$

sau

$$\begin{cases}
U_m \cos \varphi = RI_1 + \frac{L_0 m}{2} I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + \frac{L_0 m}{2} \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 \\
U_m \cdot \sin \varphi = L_0 \cdot I_1 \cdot \omega - \frac{L_0 m}{2} I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 + \frac{L_0 m}{2} \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 \\
0 = R \cdot I_3 - 3 \frac{L_0 m}{2} I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + 3 \frac{L_0 m}{2} \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 \\
0 = 3L_0 \cdot I_3 \cdot \omega + 3 \frac{L_0 m}{2} I_3 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 + L_0 m \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0
\end{cases}
, \quad (5.59)$$

și astfel se pot calcula amplitudinile I_1, I_3 și I_5 ale armonicilor.

Puterea activă absorbită din rețeaua monofazată este :

$$\begin{aligned}
P &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u(t) \cdot i(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) \cdot [I_1 \cdot \sin \omega t + I_3 \cdot \sin 3\omega t + I_5 \cdot \sin 5\omega t] \cdot dt = \\
&= \frac{U_m \cdot I_1}{T} \cdot \int_0^T \frac{\cos \varphi - \cos(2\omega t + \varphi)}{2} \cdot dt + \frac{U_m \cdot I_3}{T} \cdot \int_0^T \frac{\cos(2\omega t - \varphi) - \cos(4\omega t + \varphi)}{2} \cdot dt + \\
&+ \frac{U_m \cdot I_5}{T} \cdot \int_0^T \frac{\cos(4\omega t - \varphi) - \cos(6\omega t + \varphi)}{2} \cdot dt = U_m I_1 \cos \varphi
\end{aligned}
\quad (5.60)$$

Prin urmare, transferul de putere activă din rețea spre micromotor se realizează numai având în vedere fundamentala.

Cuplul electromagnetic rezultă din bilanțul energetic :

$$P = R \cdot I^2 + M_{\text{elmg}} \cdot \omega \quad (5.61)$$

De unde :

$$M_{\text{elmg}} = \frac{P - R \cdot I^2}{\omega} \quad (5.62)$$

O expresie similară pentru cuplul electromagnetic se poate deduce din derivata energiei electromagnetice în raport cu unghiul α .

Energia electromagnetică fiind scrisă sub forma :

$$W_{\text{elmg}} = \frac{1}{2} L \cdot i^2 = \frac{i^2}{2} L_0 (1 + m \cdot \cos 2\alpha_0) \quad , \quad (5.63)$$

rezultă cuplul electromagnetic dat de relația :

$$M_{\text{elmg}} = \left(\frac{\partial W_{\text{elmg}}}{\partial \alpha} \right)_{i=ct} = m L_0 i^2 \sin 2\alpha_0 \quad (5.64)$$

Unghiul de poziție al rotorului - α_0 - este cuprins în intervalul $0 \div \pi/2$ și deci cuplul electromagnetic are o variație sinusoidală așa ca în figura 5.4.

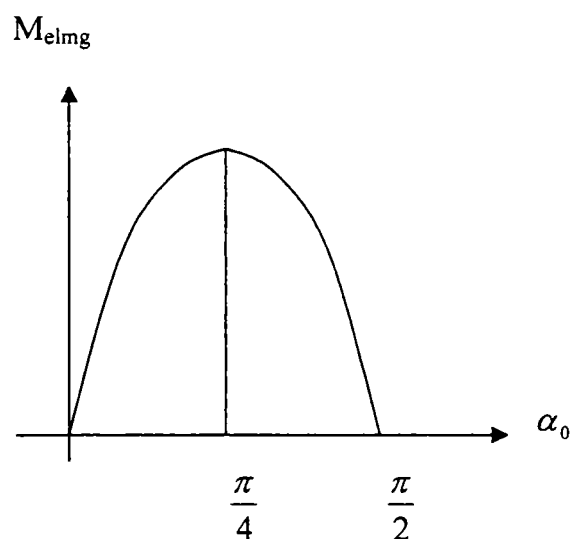


Fig. 5.4. Variația cuplului electromagnetic.

Curentul i – are o variație în timp de forma :

$$i(t) = I_1 \sin \omega t + I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t \quad , \quad (5.65)$$

și deci valoarea lui i^2 – pentru primele 2 armonici este :

$$i_{(t)}^2 = I_1^2 \sin^2 \omega t + I_3^2 \sin^2 3\omega t + I_5^2 \sin^2 5\omega t + 2I_1 I_3 \sin \omega t \sin 3\omega t + 2I_1 I_5 \sin \omega t \sin 5\omega t + 2I_3 I_5 \sin 3\omega t \sin 5\omega t \quad . \quad (5.66)$$

În aceste condiții cuplul electromagnetic mediu în timp are valoarea :

$$\begin{aligned} M_{\text{mediu}} &= \frac{1}{T} \int_0^T m L_0 \cdot \sin 2\alpha_0 i_{(t)}^2 dt = \\ &= \frac{m L_0}{T} \int_0^T \left[I_1^2 \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} + I_3^2 \frac{1 - \cos 6\omega t}{2} + I_5^2 2 \left(\frac{1 - \cos 10\omega t}{2} \right) + \right. \\ &+ I_1 I_3 2 \left(\frac{\cos 2\omega t - \cos 4\omega t}{2} \right) + I_1 I_5 2 \left(\frac{\cos 4\omega t - \cos 6\omega t}{2} \right) + I_3 I_5 2 \left(\frac{\cos 2\omega t - \cos 8\omega t}{2} \right) \left. \right] \sin 2\alpha_0 dt = \\ &= \frac{m \cdot L_0 \cdot \sin 2\alpha_0}{4} (-2I_1 I_3 - 2I_1 I_5) \quad , \quad (5.67) \end{aligned}$$

unde I_1 , I_3 și I_5 sunt valori maxime (amplitudini) pentru armonicile curentului.

Din bilanțul energetic se poate scrie :

$$M_{\text{mediu}} \cdot \omega + R \cdot (I_1^2 + I_3^2 + I_5^2) / 2 = U_m \cdot I_1 \cos \varphi / 2 \quad , \quad (5.68)$$

sau :

$$\frac{m \cdot L_0}{2} \cdot \sin 2\alpha_0 (-2I_1 I_3 - 2I_1 I_5) \omega + R(I_1^2 + I_3^2 + I_5^2) = U_m \cdot I_1 \cdot \cos \varphi \quad (5.69)$$

Prin urmare, condițiile pentru determinarea amplitudinilor armonicilor I_1 , I_3 , I_5 , a defazajului - φ - și a decalajului - α_0 - sunt :

$$(\sin \omega t) \quad U_m \cos \varphi = R \cdot I_1 - I_1 \cdot \omega \sin 2\alpha_0 + 3I_3 \omega \sin 2\alpha_0 + 2I_1 \omega \sin 2\alpha_0 - 2I_3 \omega \sin 2\alpha_0$$

$$(\cos \omega t) \quad U_m \sin \varphi = 3I_1 \omega + I_1 \omega \cos 2\alpha_0 + 3I_3 \omega \cos 2\alpha_0 - 2I_1 \cdot \omega \cos 2\alpha_0 - 2I_3 \omega \cos 2\alpha_0$$

$$(\sin 3\omega t) \quad 0 = RI_3 - I_1 \omega \sin 2\alpha_0 + 5I_3 \omega \sin 2\alpha_0 - 2I_1 \cdot \omega \sin 2\alpha_0 - 2I_3 \omega \sin 2\alpha_0$$

$$(\cos 3\omega t) \quad 0 = 9I_3 \omega + 5I_3 \omega \cos 2\alpha_0 + 2I_1 \omega \cos 2\alpha_0 - 2I_3 \cdot \omega \cos 2\alpha_0 \quad (5.70)$$

(bilanț energetic):

$$\frac{1}{2} \cdot L_0 \cdot \sin 2\alpha_0 (2I_1 I_3 - 2I_1 I_5) \omega + R(I_1^2 + I_3^2 + I_5^2) = U_m \cdot I_1 \cdot \cos \varphi \quad (5.71)$$

Cazul b)

Curentul “i” format din fundamentală, armonica 2, armonica 3, armonica 4 și armonica 5. Considerând armonicile de ordin 2, 3, 4 și 5 curentul i(t) are forma :

$$i(t) = I_{1m} \sin(\omega t - \varphi) + I_{2m} \sin(2\omega t - \varphi_2) + I_{3m} \sin(3\omega t - \varphi_3) + I_{4m} \sin(4\omega t - \varphi_4) + I_{5m} \sin(5\omega t - \varphi_5) \quad , \quad (5.72)$$

Din ecuația diferențială:

$$U_m \sin(\omega t + \varphi) = R_1 i + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad , \quad (5.73),$$

cu notațiile: $R = C_1$; $L = C_3 + C_4 \cos 2(\omega t + \alpha_0)$; $\beta = 2\alpha_0$;

$$\frac{dL}{dt} = -2C_4 \omega \sin 2(\omega t + \alpha_0) = -C_2 \sin 2(\omega t + \alpha_0) \quad , \quad (5.74)$$

rezultă:

$$U_m \sin(\omega t + \varphi) = [C_1 - C_2 \sin 2(\omega t + \alpha_0)] [I_{1m} \sin(\omega t - \varphi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t - \varphi_2) + I_{3m} \sin(3\omega t - \varphi_3) + I_{4m} \sin(4\omega t - \varphi_4) + I_{5m} \sin(5\omega t - \varphi_5)] + (C_3 + C_4 \cos 2(\omega t + \alpha_0)) [I_{1m} \omega \cos(\omega t - \varphi_1) + 2I_{2m} \omega \cos(2\omega t - \varphi_2) + 3I_{3m} \omega \cos(3\omega t - \varphi_3) + 4I_{4m} \omega \cos(4\omega t - \varphi_4) + 5I_{5m} \omega \cos(5\omega t - \varphi_5)] \quad , \quad (5.75)$$

și identificând termenii în sin și cos se obține :

$$\begin{aligned}
& C_1 I_{1m} \cos \varphi_1 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \beta_0 \cdot \cos \varphi_1 / 2 - C_3 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 - \\
& - 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 + 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \sin \beta_0 / 2 = U_m \cos \varphi; \\
& -C_1 I_{1m} \sin \varphi_1 C_3 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \beta_0 / 2 + \\
& 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 + 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \sin \beta_0 / 2 = U_m \sin \varphi; \\
& C_1 I_{2m} \cos \varphi_2 - 2 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \sin \varphi_2 + 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \cos \varphi_4 \cdot \sin \beta_0 - \\
& 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \sin \varphi_4 \cdot \cos \beta_0 = 0 \quad (\sin 2\omega t) \\
& -C_1 I_{2m} \sin \varphi_2 2 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \cos \varphi_2 + 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \cos \varphi_4 \cdot \cos \beta_0 + \\
& 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \sin \varphi_4 \cdot \sin \beta_0 = 0 \quad (\cos 2\omega t) \\
& -3 C_3 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \sin \beta_0 / 2 - C_1 I_{3m} \cos \varphi_3 C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 + \\
& 5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \cos \varphi_5 \cdot \sin \beta_0 / 2 - 5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \sin \varphi_5 \cdot \cos \beta_0 / 2 = 0 \quad (\sin 3\omega t) \\
& 3 C_3 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 - C_1 I_{3m} \sin \varphi_3 2 C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \beta_0 / 2 + \\
& 5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \cos \varphi_5 \cdot \cos \beta_0 / 2 + 5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \sin \varphi_5 \cdot \sin \beta_0 / 2 = 0 \quad (\cos 3\omega t) \\
& C_1 I_{4m} \cos \varphi_4 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \cos \varphi_2 \cdot \sin \beta_0 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \sin \varphi_2 \cdot \cos \beta_0 - 4 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \\
& \sin \varphi_4 = 0 \quad (\sin 4\omega t) \\
& -C_1 I_{4m} \sin \varphi_4 C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \cos \varphi_2 \cdot \cos \beta_0 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \sin \varphi_2 \cdot \sin \beta_0 + 4 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \\
& \cos \varphi_4 = 0 \quad (\cos 4\omega t) \\
& C_1 I_{5m} \cos \varphi_5 - 5 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \sin \varphi_5 - 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 - 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \\
& \sin \beta_0 / 2 = 0 \quad (\sin 5\omega t) \\
& -C_1 I_{5m} \sin \varphi_5 5 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \cos \varphi_5 + 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 - 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \\
& \sin \beta_0 / 2 = 0 \quad (\cos 5\omega t)
\end{aligned}$$

(5.76)

Observații :

1. Necunoscutele $I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, I_{4m}, I_{5m}, \varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4, \varphi_5$ se determină dificil din sistemul de mai sus și deci în aplicațiile concrete acest model nu este util.
2. Modelul 3, dificil de utilizat în practică are valoare doar teoretică *deoarece modelele 4 și 5 sunt mai precise și cu rezultate practice remarcabile.*

5.4. Modelul 4 (calculul simplificat al MSR)

Ca urmare a dificultăților matematice ce apar în rezolvarea ecuației ce definește, prin legea inducției electromagnetice, funcționarea MSR, în tehnica inginerescă se vor folosi metode simplificate de calcul.

În lucrare se prezintă două modele simplificate de calcul :

- modelul I – neglijarea rezistenței statorice ($R = 0$)
- modelul II – considerarea inductanței $L = L_0 = \text{ct.}$

Modelul I

În cazul neglijării rezistenței statorice ($R = 0$) ecuația diferențială fundamentală a MSR este :

$$U = \frac{d\psi}{dt} \quad \text{sau} \quad U_m \sin \omega t = \frac{d\psi}{dt} \quad , \quad (5.77)$$

de unde,

$$\psi = U_m \int \sin \omega t dt = -\frac{U_m}{\omega} \cos \omega t \quad . \quad (5.78)$$

Modelul I-a

Cunoscând fluxul ψ rezultă curentul statoric sub forma :

$$i_{(t)} = \frac{\psi}{L} = -\frac{U_m \cos \omega t}{L_0 \omega (1 + m \cdot \cos(2\omega t + 2\alpha_0))} = -\frac{A \cos \omega t}{\omega (B + C \cos(2\omega t + \beta))} \quad , \quad (5.79)$$

deoarece

$$L = L_0 (1 + m \cdot \cos(2\omega t + 2\alpha_0)) = B + C \cos(2\omega t + \beta) = B + C \cos 2\alpha \quad , \quad (5.80)$$

Variația în timp a curentului $i_{(t)}$ apare sub forma din figura (5.5) :

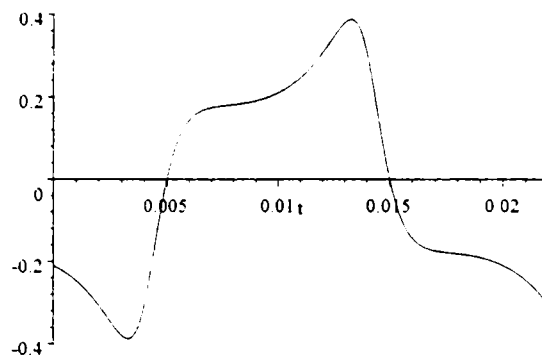


Fig.5.5. Variația în timp a curentului $i(t)$

O formă aproximativă pentru $i(t)$ se poate obține folosind dezvoltarea în serie:

$$\frac{1}{1+y} = 1 - y + y^2 + \dots \quad , \quad (5.81)$$

pentru funcția :

$$\frac{1}{1 + \frac{C}{B} \cos(2\omega t + \beta)} = 1 - \frac{C}{B} \cos(2\omega t + \beta) \quad (5.82)$$

Se obține, astfel, pentru $i(t)$, expresia :

$$i(t) = -\frac{A \cos \omega t}{\omega B} \left(1 - \frac{C}{B} \cos(2\omega t + \beta) \right) = -\frac{A}{\omega B} \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(\omega t + \beta) + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(3\omega t + \beta) \quad . (5.83)$$

Se remarcă prezența armonicii de ordinul 3 comparabilă ca valoare, cu armonica 1

Variația în timp a curentului, în această formă simplificată, este dată în figura (5.6) :

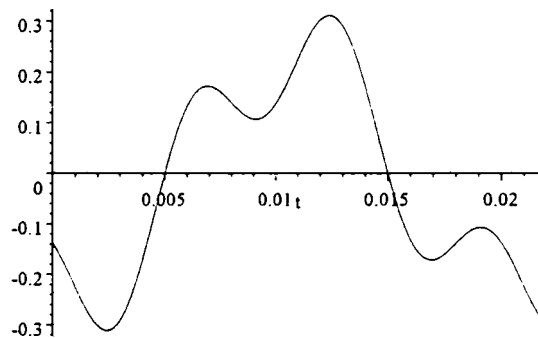


Fig. 5.6. Variația în timp a curentului $i(t)$ (forma simplificată).

Cuplul electromagnetic, ca și valoare momentană, se calculează din derivata energiei electromagnetice în raport cu unghiul α , în felul următor :

$$\begin{aligned} M_{\text{elimag}} &= \frac{\partial W_m}{\partial \alpha} = \frac{\partial}{\partial \alpha} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) = \frac{i^2}{2} \frac{\partial L}{\partial \alpha} = \frac{i^2}{2} \frac{\partial}{\partial \alpha} (B + C \cos 2\alpha) = \\ &= -\frac{i^2}{2} 2C \sin 2\alpha = -i^2 \cdot C \sin 2\alpha \end{aligned} \quad (5.84)$$

Valoarea medie a cuplului electromagnetic se obține prin integrare :

$$\begin{aligned} M_{\text{mediu}} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_{\text{elimag}} \cdot dt = -\frac{C}{T} \int_0^T i^2 \sin 2\alpha dt = \\ &= -\frac{C}{T} \int_0^T \frac{A^2 \cos^2 \omega t \cdot \sin(2\omega t + \beta)}{\omega^2 (B + C \cos(2\omega t + \beta))^2} dt = \\ &= -\frac{C \cdot A^2}{2T\omega^2} \int_0^T \frac{(\cos 2\omega t + 1) \sin(2\omega t + \beta)}{(B + C \cdot \cos(2\omega t + \beta))^2} dt \end{aligned} \quad (5.85)$$

Prin schimbarea de variabilă $2\omega t + \beta = x$ și $dt = \frac{dx}{2\omega}$, integrala se scrie sub forma :

$$M_{\text{mediu}} = -\frac{CA^2}{4T\omega^3} \int_{\beta}^{\pi+\beta} \frac{(\cos(X - \beta) + 1) \sin X}{(B + C \cdot \cos X)^2} dX \quad (5.86)$$

Rezultă astfel integralele :

$$I_1 = \int \frac{(\cos X \cos \beta + 1) \sin X}{(B + C \cos X)^2} dX, \quad (5.87)$$

$$I_2 = \int_{\beta}^{\pi+\beta} \frac{\sin X \sin \beta \sin X}{(B + C \cos X)^2} dX = \sin \beta \int_{\beta}^{\pi+\beta} \frac{\sin^2 X}{(B + C \cos X)^2} dX, \quad (5.88)$$

Integrala I_1 se calculează făcând substituția $B + C \cos X = y$ și $-C \sin X dx = dy$ și rezultă :

$$I_1 = -\frac{1}{C^2} \int \frac{y \cos \beta - B \cos \beta + C}{y^2} dy = -\frac{\cos \beta}{C^2} \ln y + \frac{C - B \cos \beta}{C^2 \cdot y} \quad , \quad (5.89)$$

sau,

$$I_1 = -\frac{\cos \beta}{C^2} \ln(B + C \cos X) \Big|_{\beta}^{4\pi+\beta} \cdot \frac{C - B \cos \beta}{C^2 (B + C \cos X)} \Big|_{\beta}^{4\pi+\beta} = 0 \quad (5.90)$$

Precizare :

Integrala I_1 este nulă și din faptul că funcția:

$$f_{(x)} = \frac{(\cos X \cos \beta + 1) \sin X}{(B + C \cos X)^2} \quad , \quad (5.91)$$

este impară.

Integrala I_2 este dintr-o funcție pară și deci perioada este π .

Prin urmare:

$$I_2 = \sin \beta \int_{\beta}^{4\pi-\beta} \frac{\sin^2 X}{(B + C \cdot \cos X)^2} dx = 4 \sin \beta \int_{\frac{\beta}{2}}^{\pi+\beta/2} \left(\frac{\sin X}{B + C \cos X} \right)^2 dX \quad , \quad (5.92)$$

unde,

$$g_{(x)} = \left(\frac{\sin X}{B + C \cdot \cos X} \right)^2 \quad \text{și} \quad g_{(x)} = g(-x) \quad , \quad (5.93)$$

și prin substituția :

$$X - \frac{\beta}{2} = dz \quad , \quad (5.94)$$

rezultă:

$$I_2 = 4 \sin \beta \int_{\beta}^{\pi} \left(\frac{\sin z}{B + C \cdot \cos z} \right)^2 dz \quad , \quad (5.95)$$

sau,

$$I_2 = \frac{4\pi \sin \beta (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{C^2 \sqrt{B^2 - C^2}} \quad (5.96)$$

În final, cuplul mediu, se calculează cu relația :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \cdot \sin \beta \quad , \quad (5.97)$$

unde $A = U_m$; $B + C = L_{\max}$; $B - C = L_{\min}$ (sau $B = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2}$; $C = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{2}$;) sunt

mărimi cunoscute fiindcă tensiunea U_m este dată (în mod uzual $U_m = 220\sqrt{2}$ [V]), iar inductanța maximă L_{\max} și cea minimă L_{\min} se pot determina plasând rotorul în axa longitudinală, respectiv în cea transversală.

În concluzie fiind dată mașina prin parametrii săi L_{\max} și L_{\min} și cunoscându-se valoarea tensiunii la borne (exemplu: $U = 220\sqrt{2}$ [V]) la un cuplu rezistent dat egal cu M_{mediu} se poate calcula unghiul β și apoi curentul $i_{(t)}$.

Modelul I – b.

Considerând pentru $i_{(t)}$ expresia simplificată :

$$i_{(t)} = -\frac{A}{\omega B} \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(\omega t + \beta) + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(3\omega t + \beta) \quad , \quad (5.98)$$

rezultă valoarea momentană a cuplului electromagnetic :

$$\begin{aligned}
M_{elmag} &= \frac{\partial W_m}{\partial \alpha} = -i^2 C \sin 2\alpha = -\left[\left(\frac{A}{\omega B}\right)^2 \cos^2 \omega t + \left(\frac{AC}{2\omega B^2}\right)^2 \cos^2(\omega t + \beta) + \right. \\
&+ \left.\left(\frac{AC}{2\omega B^2}\right)^2 \cos^2(3\omega t + \beta) - \frac{A^2 C}{\omega^2 B^3} \cos \omega t \cos(\omega t + \beta) - \frac{A^2 C}{\omega^2 B^3} \cos \omega t \cos(3\omega t + \beta) + \right. \\
&+ \left. \frac{1}{2} \left(\frac{AC}{\omega B^2}\right)^2 \cos(\omega t + \beta) \cos(3\omega t + \beta)\right] \cdot C \cdot \sin(2\omega t + \beta) = -\frac{A^2 C}{(\omega B)^2} \left[\frac{\cos 2\omega t + 1}{2} + \right. \\
&+ \left.\left(\frac{C}{2B}\right)^2 \frac{\cos(2\omega t + 2\beta) + 1}{2} + \left(\frac{C}{2B}\right)^2 \frac{\cos(6\omega t + 2\beta) + 1}{2} - \frac{C \cos(2\omega t + \beta) + \cos \beta}{2} - \right. \\
&- \left. \frac{C \cos(4\omega t + \beta) + \cos(2\omega t + \beta)}{2} + 2\left(\frac{C}{B}\right)^2 \frac{\cos(4\omega t + \beta) + \cos 2\omega t}{2}\right] \sin(2\omega t + \beta) = \\
&= -\frac{A^2 C}{2(\omega B)^2} \left[\frac{\sin(4\omega t + \beta) + \sin \beta}{2} + \sin(2\omega t + \beta) + \left(\frac{C}{2B}\right)^2 \frac{\sin(4\omega t + 3\beta) - \sin \beta}{2} + \right. \\
&+ \sin(2\omega t + \beta) + \left.\left(\frac{C}{2B}\right)^2 \frac{\sin(8\omega t + 3\beta) - \sin(4\omega t + \beta)}{2} + \sin(2\omega t + \beta) - \right. \\
&- \left. \frac{C \sin(4\omega t + 2\beta)}{2} - \frac{C}{B} \cos \beta \cdot \sin(2\omega t + \beta) - \frac{C \sin(6\omega t + 2\beta) - \sin 2\omega t}{2} - \right. \\
&- \left. \frac{C \sin(4\omega t + 2\beta)}{2} + \frac{1}{2} \left(\frac{C}{B}\right)^2 \frac{\sin(6\omega t + 2\beta) - \sin 2\omega t + \sin(4\omega t + \beta) + \sin \beta}{2} \right]
\end{aligned} \tag{5.99}$$

Cuplul electromagnetic ca și valoare medie, pe o perioadă, este :

$$M_{mediu} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{elmag} \cdot dt = -\frac{A^2 C}{2(\omega B)^2} \left[\frac{\sin \beta}{2} - \left(\frac{C}{2B}\right)^2 \frac{\sin \beta}{2} + \frac{1}{4} \left(\frac{C}{B}\right)^2 \sin \beta \right] \tag{5.100},$$

sau,

$$M_{mediu} = \frac{A^2 C \cdot \sin \beta}{4(\omega B)^2} \left[1 + \left(\frac{C}{2B} \right)^2 \right] \quad (5.101)$$

Precizare :

Sub această formă se poate considera β ca unghi de sarcină și curentul $i_{(t)}$ având forma :

$$i_{(t)} = -\frac{A}{\omega B} \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(\omega t + \beta) + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(3\omega t + \beta) \quad (5.102)$$

depinde de β deci de valoarea cuplului la arbore.

La $\beta = 0$ rezultă :

$$M_{mediu} = \frac{A^2 C \cdot \sin \beta}{4(\omega B)^2} \left[1 + \left(\frac{C}{2B} \right)^2 \right] \quad , \quad (5.103)$$

și

$$i_{(t)} = \frac{A}{\omega B} \left(\frac{C}{2B} - \right) \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(3\omega t + \beta) \quad (5.104)$$

Observații :

1. Amplitudinea curentului armonică de ordinul 3 nu depinde de sarcină și prin urmare nu se modifică când cuplul variază .
2. Amplitudinea fundamentalei rezultă din:

$$-\frac{A}{\omega B} \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(\omega t + \beta) = F \cos(\omega t + \theta) \quad , \quad (5.105)$$

și are valoarea :

$$F = \frac{A}{\omega B} \sqrt{1 - 2 \frac{C}{B} \cos \beta + \left(\frac{C}{2B} \right)^2} \quad , \quad (5.106)$$

fiind direct proporțională cu β , deci cu încărcarea.

Modelul II

În cazul $L = L_0 = \text{ct}$ ecuația diferențială liniară a MSR devine :

$$U_m \sin \omega t = R \cdot i + L_0 \frac{di}{dt} = R \cdot i + B \frac{di}{dt} \quad , \quad (5.107)$$

care admite soluția clasică (numai fundamentala) :

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) \quad , \quad (5.108)$$

rezultă :

$$A \sin \omega t = RD \cos \varphi \sin \omega t - RD \sin \varphi \cos \omega t + \omega BD \cos \varphi \cos \omega t + \omega BD \sin \varphi \sin \omega t \quad (5.109)$$

Prin identificarea termenilor în $\sin \omega t$ - și $\cos \omega t$ - se obține :

$$\begin{aligned} (\sin \omega t) \quad A &= RD \cos \varphi + BD \omega \sin \varphi \\ (\cos \omega t) \quad 0 &= -RD \sin \varphi + BD \omega \cos \varphi \quad , \end{aligned} \quad (5.110)$$

și prin ridicare la pătrat și adunare rezultă:

$$A^2 = D^2 [R^2 + (\omega B)^2] \quad , \quad (5.111)$$

de unde,

$$D = \frac{A}{\sqrt{R^2 + (\omega B)^2}} \quad , \quad (5.112)$$

și

$$\text{tg} \varphi = \frac{B\omega}{R} \quad , \quad (5.113)$$

Valoarea medie a cuplului electromagnetic se obține prin integrare :

$$\begin{aligned} M_{\text{mediu}} &= \frac{1}{T} \int_0^T M_{\text{elmag}} \cdot dt = -\frac{C}{T} \int_0^T D^2 \sin^2(\omega t - \varphi) \sin 2\alpha dt = \\ &= -\frac{CD^2}{T} \int_0^T \frac{1 - \cos(2\omega t - 2\varphi)}{2} \sin(2\omega t + \beta) dt = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi) \end{aligned} \quad , \quad (5.114)$$

sau,

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CA^2}{4(R^2 + (\omega B)^2)} \sin(\beta + 2\varphi) \quad (5.115)$$

5.5. Modelul 5 (model energetic)

În cele ce urmează s-a construit, din considerente energetice, un model original de calcul care se bazează pe rezultatele anterioare ale celorlalte modele. Puterea activă absorbită din rețea se regăsește în puterea mecanică debitată la arbore însumată cu pierderile din mașină.

Pe baza modelului 4 se poate calcula cuplul electromagnetic fără a mai fi necesare simplificări (neglijări de termeni). Valoarea cuplului electromagnetic la:

$$U_b = A \sin \omega t \quad (\text{tensiunea pe bobina ideală})$$

$$\beta = 2\alpha_0 \quad (\text{unghiul de sarcină al MSR la modelul 4})$$

este dată de relația (5.97) :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta \quad , \quad (5.116)$$

dedusă fără nici o aproximare și din acest motiv se poate considera ca fiind valoarea exactă.

Deoarece între rețeaua de alimentare și mașina sincronă reactivă transferul de putere activă se face așa cum s-a demonstrat anterior (paragraful 5.3), numai pe seama fundamentalei, se poate construi următoarea diagramă fazorială corespunzătoare înfășurării statorice.

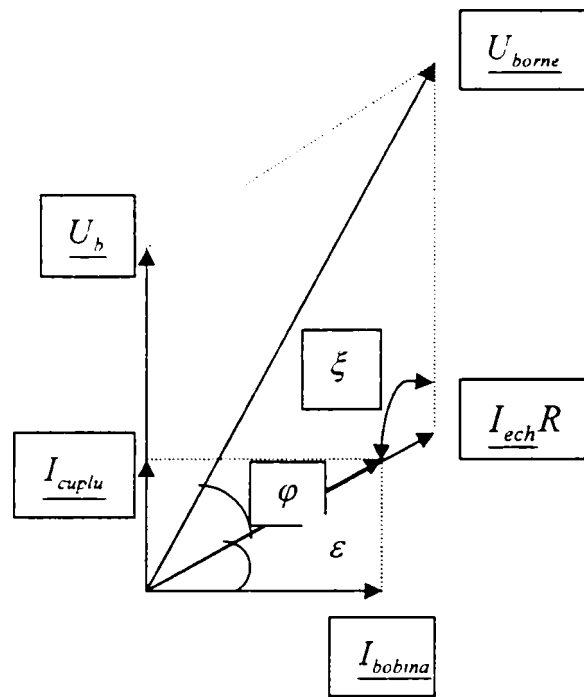


Fig. 5.7. Diagramă fazorială la înfășurarea statorică

Din considerente energetice rezultă :

$$\frac{A}{\sqrt{2}} I_{cuplu} = M_{elmag} \Omega \quad , \quad (5.117)$$

Deoarece inductanța bobinei se scrie sub forma :

$$L = B + C \cos(2\omega t + \beta) \quad , \quad (5.118)$$

rezultă, pe o perioadă, curentul reactiv echivalent prin bobina ideală :

$$\underline{I}_{bobina} = \frac{U_b}{j\omega B} \text{ sau } I_{bobina} = \frac{A}{\omega B \sqrt{2}} \quad (5.119)$$

Prin urmare la β și $U_b(A)$ fiind dați, rezultă fără aproximații:

- cuplul electromagnetic mediu

$$M_{mediu} = \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta \quad , \quad (5.120)$$

- curentul corespunzător cuplului

$$I_{cuplu} = \frac{M_{mediu} \Omega \sqrt{2}}{A} \quad , \quad (5.121)$$

- curentul reactiv prin bobina ideală

$$I_{bobina} = \frac{U_b}{\omega B} = \frac{A}{\sqrt{2} \omega B} \quad , \quad (5.121)$$

- curentul echivalent prin bobină

$$I_{ech}^2 = I_{cuplu}^2 + I_{bobina}^2 \quad (5.122)$$

Folosind aceste rezultate se poate calcula tensiunea la bornele MSR - U_{borne} - sub forma :

$$U_{borne}^2 = (I_{ech} R)^2 + \frac{A^2}{2} - AI_{ech} R \cos \xi \sqrt{2} = (I_{ech} R)^2 + \frac{A^2}{2} + AI_{ech} R \sin \varepsilon \sqrt{2} \quad (5.123)$$

unde :

$$tg \varepsilon = \frac{I_{cuplu}}{I_{bobina}} = \frac{M_{mediu} * \omega^2 * B * 2}{A^2} \quad , \quad (5.124)$$

sau :

$$tg \varepsilon = \frac{B(B - \sqrt{B^2 - C^2}) * \sin \beta}{C \sqrt{B^2 - C^2}} \quad (5.125)$$

În mod normal se cunosc, sau se dau în proiectare :

- tensiunea la borne și
- cuplul electromagnetic (din care rezultă unghiul β) ;

și trebuie calculat curentul absorbit și factorul de putere al mașinii sincrone reactive.

Cuplul electromagnetic este dependent de unghiul β și deci pentru o tensiune la borne U_{borne} dată și unghiul β – impus de valoarea câmpului, se poate calcula curentul absorbit folosind algoritmul următor :

Calculul tensiunii –A- de pe bobina ideală

$$U_{borne} = \text{dat} \quad (U_{borne} = 220[V]) \quad (5.126)$$

Din relația :

$$U_{borne}^2 = (I_{ech} * R)^2 + \frac{A^2}{2} + A * I_{ech} * R * \sin \varepsilon * \sqrt{2} \quad , \quad (5.127)$$

la

$$I_{ech}^2 = I_{cuplu}^2 + I_{bobina}^2 = A^2 \left[(E \sin \beta)^2 + \frac{1}{2(\omega B)^2} \right] \quad , \quad (5.128)$$

cu

$$E = \frac{(B - \sqrt{B^2 - C^2}) * \sqrt{2}}{2\omega C \sqrt{B^2 - C^2}} \quad , \quad (5.129)$$

$$\sin \varepsilon = \frac{\sqrt{2} * \omega * B * E * \sin \beta}{\sqrt{1 + 2(\omega * B * E * \sin \beta)^2}} \quad , \quad (5.130)$$

$$\operatorname{tg} \varepsilon = \frac{B(B - \sqrt{B^2 - C^2}) * \sin \beta}{C \sqrt{B^2 - C^2}} \quad , \quad (5.131)$$

rezultă ecuația în necunoscuta A :

$$U_{borne}^2 = R^2 * A^2 \left[(E * \sin \beta)^2 + \frac{1}{2(\omega * B)^2} \right] + \frac{A^2}{2} + A^2 * R * \sqrt{(E \sin \beta)^2 + \frac{1}{2(\omega * B)^2}} * \frac{2 * \omega * B * E * \sin \beta}{\sqrt{1 + 2(\omega * B * E * \sin \beta)^2}} \quad . \quad (5.132)$$

Tensiunea A se obține sub forma :

$$A = \frac{\sqrt{2} * U_{borne} * \omega * B}{\sqrt{R^2 [1 + 2(\omega * B * E * \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} * R * E * \sin \beta + 1](\omega * B)^2}} \quad (5.133)$$

Curentul absorbit de mașina sincronă reactivă este I_{ech} și are valoarea :

$$I_{ech} = \frac{A\sqrt{1+2(\omega * B * E * \sin \beta)^2}}{\sqrt{2} * \omega * B} \quad (5.134)$$

Curentul corespunzător fundamentalei I_{ech} este identic din punct de vedere energetic cu cel real. Factorul de putere $-\cos\varphi$ se determină din sistemul :

$$\begin{cases} I_{ech} * R = U_{borne} \cos \varphi - U_{borne} * \sin \varphi * tg \varepsilon \\ 1 = \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi \end{cases} \quad (5.135)$$

În concluzie cele 5 modele prezintă următoarele particularități:

- modulul 1 - bazat numai pe fundamentala curentului, este simplu și util într-o primă etapă de calcul a performanțelor;
- modelul 2 - consideră armonicile 1 și 3 ale curentului și este mai exact decât modelul 1;
- modelul 3 - consideră armonicile 1, 3, 5 și este mai apropiat de realitate comparativ cu modelul 2;
- modelul 4 - cazul I - rezistența statorică se neglijează. Se poate calcula astfel curentul $i_{(t)}$ și pe baza lui cuplul electromagnetic. Rezultatul se folosește ca bază de calcul pentru modelul 5, modelul cel mai performant.
- cazul II - inductanță statorică constantă. Conduce relativ ușor la valori orientative pentru curentul absorbit.
- modelul 5 - este echivalent energetic cu mașina primară. Cuplul electromagnetic se calculează cu o relație simplă și destul de precisă, așa cum rezultă din probele de laborator. În totalitate acest model este o contribuție originală a autorului iar rezultatele experimentale (de la capitolul 5) au confirmat evaluările teoretice.

Modelele 1 – 4 au o valoare doar teoretică și pun bazele modelului 5 (modelul energetic). Modelul 5 este identic energetic cu mașina reală și din acest motiv autorul îl propune pentru calculul performanțelor motorului sincron reactiv. Calculele numerice pentru mașina sincronă reactivă având la bază modelele prezentate se prezintă în capitolul următor. Rezultatele teoretice au fost apoi validate experimental pe standul de probe, stand de concepție originală, proiectat și construit de autorul prezentei lucrări.

CAP.6. REZULTATE TEORETICE SI EXPERIMENTALE

Modelele teoretice prezentate în capitolul anterior au fost verificate pe modelul experimental prezentat în continuare. Micromotorul sincron reactiv monofazat este alimentat la $U=220[V]$ și $f=50$ Hz. O importanță deosebită se dă calcului curentului și cuplului.

6.1. Modelul 1(numai fundamentala,rezultate teoretice)

Pentru curentul $i_{(t)}$ se consideră numai fundamentala: $i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi)$.

Micromotorul sincron având parametrii și datele nominale:

$$\begin{aligned} L &= B + C \cdot \cos(2\omega t + \beta), & P_N &= 7 [W], \\ B &= 3[H], & V_N &= 220 [V], \\ C &= 2[H], & f &= 50 [Hz], \\ R &= 767[\Omega], & I_N &= 0,25 [A], \\ A &= 311[V] \text{ fiindcă } (311 = 220\sqrt{2}), & n_N &= 3.000 [\text{rpm}]. \end{aligned}$$

La $\beta = \left(\frac{-\pi}{6}\right); (-30^\circ)$ conform cu (4.13) se poate scrie :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B - \frac{C}{2} \cos \beta}{R / \omega - \frac{C}{2} \sin \beta} = \frac{3 - \frac{\sqrt{3}}{2}}{2,44 + 0,5} = 0,72 \quad ; \quad \varphi = 36^\circ \quad , \quad (6.1)$$

și folosind (4.14), rezultă amplitudinea D a curentului $i(t)$:

$$D = \frac{A}{R \cos \varphi + B \omega \sin \varphi + \frac{C \omega}{2} \sin(\beta + \varphi)} = \frac{311}{620 + 553,7 + 32,82} = 0,2578 [A] \quad . \quad (6.2)$$

Deci cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{2 \cdot 0,2578^2}{4} \sin(-30 + 72) = 0,0222 [Nm] \quad (6.3)$$

La $\beta = \frac{-\pi}{3}; (-60^\circ)$ conform cu (4.13) se poate scrie :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B - \frac{C}{2} \cos \beta}{R / \omega - \frac{C}{2} \sin \beta} = \frac{3 - \frac{1}{2}}{2,44 + \frac{\sqrt{3}}{2}} = 0,756 \quad ; \quad \varphi = 37^\circ \quad , \quad (6.4)$$

și folosind (4.14), rezultă amplitudinea curentului $i(t)$:

$$D = \frac{A}{R \cos \varphi + B \omega \sin \varphi + \frac{C \omega}{2} \sin(\beta + \varphi)} = \frac{311}{611 + 556,9} = 0,2975 \text{ [A]} \quad , \quad (6.5)$$

și deci cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{2 \cdot 0,2975^2}{4} \sin(-60 + 74) = 0,01 \text{ [Nm]} \quad (6.6)$$

La $\beta = 0$ folosind (4.13) rezultă :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B - \frac{C}{2} \cos \beta}{R / \omega - \frac{C}{2} \sin \beta} = \frac{3 - 1}{2,44} = 0,82 \quad ; \quad \varphi = 39^\circ,34 \quad , \quad (6.7)$$

și folosind (4.14), rezultă amplitudinea curentului $i(t)$:

$$D = \frac{A}{R \cos \varphi + B \omega \sin \varphi + \frac{C \omega}{2} \sin(\beta + \varphi)} = \frac{311}{593,2 + 597,15 + 199} = 0,2238 \text{ [A]} \quad , \quad (6.8)$$

și deci cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{2 \cdot 0,2238^2}{4} \sin(78^\circ,68) = 0,02455 \text{ [Nm]} \quad (6.9)$$

La $\beta = \frac{\pi}{6}; (30^\circ)$ folosind (4.13) ,rezultă :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B - \frac{C}{2} \cos \beta}{R / \omega - \frac{C}{2} \sin \beta} = \frac{3 - \frac{\sqrt{3}}{2}}{2,44 - 0,5} = 1,1 ; \varphi = 47^\circ,72 \quad , \quad (6.10)$$

și folosind (5.14), rezultă amplitudinea curentului $i(t)$:

$$D = \frac{A}{R \cos \varphi + B \omega \sin \varphi + \frac{C \omega}{2} \sin(\beta + \varphi)} = \frac{311}{516 + 696,7 + 306} = 0,2 [\text{A}] \quad , \quad (6.11)$$

și deci cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{2 \cdot 0,2^2}{4} \sin(30 + 95,4) = 0,0164 [\text{Nm}] \quad , \quad (6.12)$$

La $\beta = \frac{\pi}{3}; (60^\circ)$ conform cu (4.13) se poate scrie :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B - \frac{C}{2} \cos \beta}{R / \omega - \frac{C}{2} \sin \beta} = \frac{3 - \frac{1}{2}}{2,44 - \frac{\sqrt{3}}{2}} = 1,58 ; \varphi = 57^\circ,8 \quad , \quad (6.13)$$

și folosind (5.14), rezultă amplitudinea curentului $i(t)$:

$$D = \frac{A}{R \cos \varphi + B \omega \sin \varphi + \frac{C \omega}{2} \sin(\beta + \varphi)} = \frac{311}{406 + 797,1 + 277,7} = 0,21 [\text{A}] \quad , \quad (6.14)$$

și deci cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2}{4} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{2 \cdot 0,21^2}{4} \sin(60 + 115,6) = 0,00195 [\text{Nm}] . \quad (6.15)$$

În figura 6.9 se dă dependența curentului de cuplu electromagnetic.

6.2. Modelul 2(armonica 1 + armonica 3,rezultate teoretice)

Curentul $i_{(t)}$ se scrie sub forma: $i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma)$.

Pentru $\beta = -\pi/3[\text{rad}] = -60^\circ$ și $B = 3$ [H]; $C = 2$ [H]; $\omega = 314$ [rad/s]; $A = 311$ [V]; și $R = 767$ [Ω],

rezultă din (4.38) și (4.36) :

$$\begin{aligned} \sin \gamma &= \frac{R \cos(\varphi - \beta) - 3B\omega \sin(\varphi - \beta)}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{767 \cos(\varphi + 60) - 3 \cdot 3 \cdot 314 \sin(\varphi + 60)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} = \\ &= -0.71 \sin \varphi - 0.7 \cos \varphi \\ \cos \gamma &= \frac{-[R \sin(\varphi - \beta) + 3B\omega \cos(\varphi - \beta)]}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{-767 \sin(\varphi + 60) - 3 \cdot 3 \cdot 314 \cos(\varphi + 60)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} = \\ &= 0.7 \sin \varphi - 0.71 \cos \varphi \end{aligned} \quad , \quad (6.16)$$

$$E = \frac{3DC\omega}{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 314D}{2\sqrt{767^2 + (3 \cdot 3 \cdot 314)^2}} = 0,32D \quad (6.17)$$

Înlocuind aceste valori în ecuația (4.32) se obține :

$$0 = -767 \sin \varphi + 942 \cos \varphi - 157 \cos \varphi - 272 \sin \varphi + 50,24 \cos \gamma + 87 \sin \gamma \quad , \quad (6.18)$$

sau

$$0 = -1066 \sin \varphi + 688,8 \cos \varphi \quad , \quad (6.19)$$

de unde :

$$\text{tg} \varphi = 0,646 ; \varphi = 32,^\circ 86 \quad . \quad (6.20)$$

În relațiile - $\sin \gamma$ - și - $\cos \gamma$ - se înlocuiește φ și se obține $\boxed{\gamma = 256^\circ}$.

Din ecuația (4.31) rezultă amplitudinea D a curentului armonică de ordinul unu (fundamentala) :

$$311 = D(767 \cdot 0,84 + 3 \cdot 314 \cdot 0,54 - 71,6 - 27,7) \quad , \quad (6.21)$$

sau :

$$D = 0,295[A] \quad , \quad (6.22)$$

și din (5.36) amplitudinea E a curentului armonică de ordinal 3 :

$$E = 0,094[A] \quad , \quad (6.23)$$

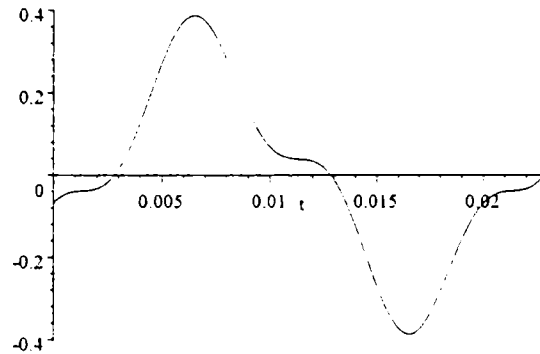


Fig.6.1. Forma curentului la $\beta = -\frac{\pi}{3}$.

Numeric pentru $\beta = -\frac{\pi}{6} [rad] = -30^\circ$

rezultă din (4.38) și (4.36) :

$$\sin \gamma = \frac{R \cos(\varphi - \beta) - 3B\omega \sin(\varphi - \beta)}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{767 \cos(\varphi + 30) - 3 \cdot 3 \cdot 314 \sin(\varphi + 30)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} =$$

$$= -0,961 \sin \varphi - 0,251 \cos \varphi$$

$$\cos \gamma = \frac{-[R \sin(\varphi - \beta) + 3B\omega \cos(\varphi - \beta)]}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{-767 \sin(\varphi + 30) - 3 \cdot 3 \cdot 314 \cos(\varphi + 30)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} =$$

$$= 0,251 \sin \varphi - 0,961 \cos \varphi$$

, (6.24)

$$E = \pm \frac{3DC\omega}{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 314D}{2\sqrt{767^2 + (3 \cdot 3 \cdot 314)^2}} = 0,32D$$

. (6.25)

Înlocuind aceste valori în ecuația (5.32) se obține :

$$0 = -767 \sin \varphi + 942 \cos \varphi - 272 \cos \varphi - 157 \sin \varphi + 12,6 \sin \varphi - 48,28 \cos \varphi - 83,6 \sin \varphi - 21,8 \cos \varphi = -995 \sin \varphi + 600 \cos \varphi \quad , \quad (6.26)$$

de unde :

$$\operatorname{tg} \varphi = 0,6 ; \varphi = 31^{\circ},08 \quad (6.27)$$

În relațiile - $\sin \gamma$ - și - $\cos \gamma$ - se înlocuiește φ și se obține $\gamma = 226^{\circ}$.

Din ecuația (4.31) rezultă amplitudinea D a curentului armonică de ordinul unu (fundamentală) :

$$311 = D(767 \cdot 0,85 + 3 \cdot 314 \cdot 0,516 + 3 - 13,85) = 1131,2D \quad , \quad (6.28)$$

sau

$$D = 0,275[A] \quad , \quad (6.29)$$

și din (5.36) amplitudinea E a curentului armonică de ordinul 3 :

$$E = 0,088[A] \quad , \quad (6.30)$$

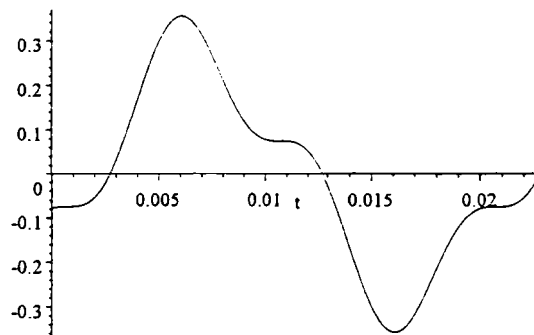


Fig.6.2. Forma curentului la $\beta = -\frac{\pi}{6}$.

La $\beta = 0$ rezultă din (5.38) și (5.36):

$$\sin \gamma = \frac{R \cos(\varphi - \beta) - 3B\omega \sin(\varphi - \beta)}{2\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{767 \cos \varphi - 9 \cdot 314 \cdot \sin \varphi}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} =$$

$$= -0,965 \sin \varphi + 0,262 \cos \varphi$$

$$\cos \gamma = \frac{-[R \sin(\varphi - \beta) + 3B\omega \cos(\varphi - \beta)]}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{-767 \sin \varphi - 9 \cdot 314 \cos \varphi}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} =$$

$$= -0,262 \sin \varphi - 0,965 \cos \varphi$$

$$E = \frac{3DC\omega}{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 314D}{2\sqrt{767^2 + (3 \cdot 2 \cdot 314)^2}} = 0,32D$$

Înlocuind aceste valori în ecuația (5.32) se obține :

$$0 = -767 \sin \varphi + 942 \cos \varphi - 314 \cos \varphi - 26,3 \sin \varphi - 96,96 \cos \varphi$$

sau

$$0 = -793,3 \sin \varphi + 531 \cos \varphi$$

de unde :

$$\operatorname{tg} \varphi = 0,669 ; \varphi = 33^\circ,8$$

În relațiile - $\sin \gamma$ - și - $\cos \gamma$ - se înlocuiește φ și se obține $\gamma = 198^\circ,6$.

Din ecuația (5.31) rezultă amplitudinea D a curentului armonică de ordinul unu (fundamentală) :

$$311 = D(767 \cdot 0,83 + 3 \cdot 314 \cdot 0,556 + 314 \cdot 0,556 - 0,32 \cdot 314 \cdot 0,31) = 1304D$$

sau :

$$D = 0,2385 \text{ [A]}$$

si din (5.36) amplitudinea E a curentului armonică de ordinul 3 :

$$E = 0,0763 \text{ [A]} \quad , \quad (6.39)$$

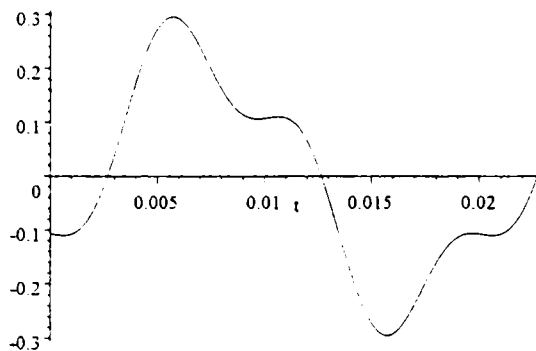


Fig.6.3. Forma curentului la $\beta=0$.

La $\beta = \frac{\pi}{6} [\text{rad}] = 30^\circ$ rezultă din(4.38) și (4.36):

$$\begin{aligned} \sin \gamma &= \frac{R \cos(\varphi - \beta) - 3B\omega \sin(\varphi - \beta)}{2\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{767 \cos(\varphi - 30) - 9 \cdot 314 \cdot \sin(\varphi - 30)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} = \\ &= -0,7 \sin \varphi + 0,71 \cos \varphi \end{aligned} \quad , \quad (6.40)$$

$$\begin{aligned} \cos \gamma &= \frac{-[R \sin(\varphi - \beta) + 3B\omega \cos(\varphi - \beta)]}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{-767 \sin(\varphi - 30) - 9 \cdot 314 \cos(\varphi - 30)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} = \\ &= -0,71 \sin \varphi - 0,7 \cos \varphi \end{aligned} \quad , \quad (6.41)$$

$$E = \frac{3DC\omega}{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 314D}{2\sqrt{767^2 + (3 \cdot 2 \cdot 314)^2}} = 0,32D \quad . \quad (6.42).$$

Înlocuind aceste valori în ecuația (4.32) se obține :

$$0 = -767 \sin \varphi + 942 \cos \varphi - 272 \cos \varphi + 157 \sin \varphi - 26,6 \sin \varphi - 96,6 \cos \varphi \quad , \quad (6.43)$$

sau

$$0 = -636,6 \sin \varphi + 573,43 \cos \varphi \quad (6.44)$$

de unde :

$$\operatorname{tg} \varphi = 0,9 ; \varphi = 42^\circ \quad (6.45)$$

În relațiile $-\sin \gamma$ și $-\cos \gamma$ se înlocuiește φ și se obține $\gamma = 176^\circ,6$.

Din ecuația (5.31) rezultă amplitudinea D a curentului armonică de ordinul unu (fundamentală) :

$$311 = D(767 \cdot 0,743 + 942 \cdot 0,669 + 314 \cdot 0,95 - 0,32 \cdot 314 \cdot 0,55) \quad , \quad (6.46)$$

sau :

$$D = 0,215 \text{ [A]} \quad , \quad (6.47)$$

și din (5.36) amplitudinea E a curentului armonică de ordinul 3 :

$$E = 0,0689 \text{ [A]} \quad , \quad (6.48)$$

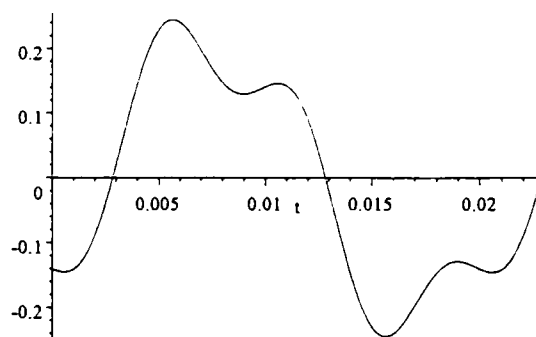


Fig. 6.4. Forma curentului la $\beta = \frac{\pi}{6}$.

La $\beta = \frac{\pi}{3} [\text{rad}] = 60^\circ$ rezultă din (5.38) și (5.36):

$$\sin \gamma = \frac{R \cos(\varphi - \beta) - 3B\omega \sin(\varphi - \beta)}{2\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{767 \cos(\varphi - 60) - 9 \cdot 314 \cdot \sin(\varphi - 60)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} =$$

$$= -0,2557 \sin \varphi + 0,9667 \cos \varphi \quad , \quad (6.49)$$

$$\cos \gamma = \frac{-[R \sin(\varphi - \beta) + 3B\omega \cos(\varphi - \beta)]}{\sqrt{R^2 + (3B\omega)^2}} = \frac{-767 \sin(\varphi - 60) - 9 \cdot 314 \cos(\varphi - 60)}{\sqrt{767^2 + (9 \cdot 314)^2}} =$$

$$= -0,9667 \sin \varphi - 0,2557 \cos \varphi \quad , \quad (6.50)$$

$$E = \frac{3DC\omega}{\sqrt{(6B\omega)^2 + (2R)^2}} = \frac{3 \cdot 2 \cdot 314D}{2\sqrt{767^2 + (3 \cdot 2 \cdot 314)^2}} = 0,32D \quad . \quad (6.51)$$

Înlocuind aceste valori în ecuația (5.32) se obține :

$$0 = -767 \sin \varphi + 942 \cos \varphi - 157 \cos \varphi + 272 \sin \varphi - 26,32 \sin \varphi - 96,9 \cos \varphi \quad , \quad (6.52)$$

sau

$$0 = -521,32 \sin \varphi + 688,1 \cos \varphi \quad , \quad (6.53)$$

de unde :

$$\operatorname{tg} \varphi = 1.32 ; \varphi = 52^\circ,85 \quad (6.54)$$

În relațiile - $\sin \gamma$ - și - $\cos \gamma$ - se înlocuiește φ și se obține $\boxed{\gamma = 157^\circ,44}$.

Din ecuația (5.31) rezultă amplitudinea D a curentului armonică de ordinul unu (fundamentală) :

$$311 = D(767 \cdot 0,6 + 3 \cdot 314 \cdot 0,797 - 314 \cdot 0,92 - 0,32 \cdot 314 \cdot 0,6) \quad , \quad (6.55)$$

sau :

$$D = 0,266 \text{ [A]} \quad , \quad (6.56)$$

si din (4.36) amplitudinea E a curentului armonică de ordinul 3 :

$$E = 0,085[\text{A}] \quad . \quad (6.57)$$

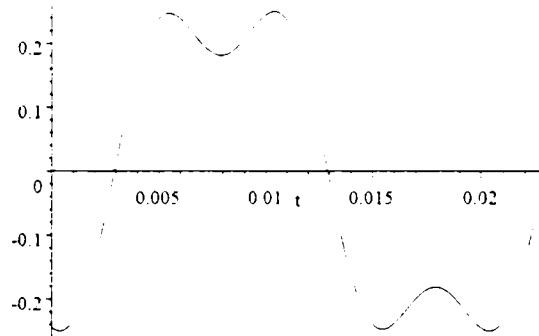


Fig. 6.5. Forma curentului la $\beta = \frac{\pi}{3}$.

Cu aceste valori pentru curenți se calculează cuplul electromagnetic ca și valoare medie.

Cuplul electromagnetic depinde de :

- valoarea amplitudinilor curenților i_1 și i_3 ;
- defazajele φ și γ ale curenților i_1 și i_3 ;
- parametru β ce definește gradul de încărcare ;
- valoarea inductanței L prin coeficientul C în sensul că:

$$L = L_o(1 + m \cos 2\alpha) = B + C \cdot \cos 2\alpha$$

La $\beta = \frac{\pi}{6} / 30^\circ$ curentul este:

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma) = 0,2155 \sin(\omega t - 42) + 0,0689 \sin(3\omega t - 176^\circ) \quad , \quad (6.58)$$

sau:

$$I = \sqrt{D^2 + E^2} / \sqrt{2} = 0,159 [\text{A}]. \quad (6.59).$$

Cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2 \sin(\beta + 2\varphi)}{4} - \frac{CED \sin(\beta + \gamma - \varphi)}{2} = \frac{0,2155^2}{2} \sin 114^\circ - 0,0689 \cdot 0,2155 \cdot \sin 171^\circ,4 = 0,01898 [\text{Nm}] \quad (6.60)$$

La $\beta = \frac{\pi}{3} / 60^\circ$ curentul este:

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma) = 0,266 \sin(\omega t - 52^\circ,85) + 0,085 \sin(3\omega t - 157^\circ,44) \quad (6.61),$$

sau:

$$I = \sqrt{D^2 + E^2} / \sqrt{2} = 0,17 [\text{A}]. \quad (6.62)$$

Cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2 \sin(\beta + 2\varphi)}{4} = \frac{0,266^2}{2} \sin 165^\circ,7 - 0,085 \cdot 0,266 \cdot \sin 164^\circ,6 = 0,0088 [\text{Nm}] \quad (6.63)$$

La $\beta = -\frac{\pi}{3} / -60^\circ$ curentul este:

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma) = 0,295 \sin(\omega t - 32^\circ,86) + 0,094 \sin(3\omega t - 256^\circ) \quad (6.64)$$

sau:

$$I = \sqrt{D^2 + E^2} / \sqrt{2} = 0,218 [\text{A}] \quad (6.64)$$

Cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CD^2 \sin(\beta + 2\varphi)}{4} = \frac{0,295^2}{2} \sin 5^\circ,72 - 0,094 \cdot 0,295 \cdot \sin 163^\circ,14 = -0,0036 [\text{Nm}] \quad (6.65)$$

La $\beta = -\frac{\pi}{6} / -30^\circ$ curentul este:

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma) = 0,275 \sin(\omega t - 31^\circ,08) + 0,088 \sin(3\omega t - 226^\circ) \quad (6.66)$$

sau:

$$I = \sqrt{D^2 + E^2} / \sqrt{2} = 0,204 \text{ [A]}. \quad (6.67)$$

Cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$\begin{aligned} M_{\text{mediu}} &= \frac{CD^2 \sin(\beta + 2\varphi)}{4} = \frac{0,275^2}{2} \sin 32^\circ,16 - 0,088 \cdot 0,275 \cdot \sin 164^\circ,92 = \\ &= 0,0138 \text{ [Nm]} \end{aligned} \quad (6.68)$$

La $\beta = 0$ curentul este:

$$i_{(t)} = D \sin(\omega t - \varphi) + E \sin(3\omega t - \gamma) = 0,2385 \sin(\omega t - 33^\circ,8) + 0,0763 \sin(3\omega t - 198^\circ,6) \quad (6.69)$$

sau:

$$I = \sqrt{D^2 + E^2} / \sqrt{2} = 0,176 \text{ [A]} \quad (6.70)$$

Cuplul electromagnetic mediu are valoarea :

$$\begin{aligned} M_{\text{mediu}} &= \frac{CD^2 \sin(\beta + 2\varphi)}{4} = \frac{0,2385^2}{2} \sin 67^\circ,6 - 0,0763 \cdot 0,2385 \cdot \sin 164^\circ,8 = \\ &= 0,0215 \text{ [Nm]} \end{aligned} \quad (6.71)$$

Rezultatele sistematizate sunt date în figura 6.10.

6.3 Modelul 3 (armonica 1 + armonica 3 + armonica 5, rezultate teoretice)

Din legea inducției electromagnetice rezultă:

$$U(t) = R \cdot i(t) + \frac{d\varphi}{dt} \quad , \quad (6.72)$$

și punînd fluxul sub forma :

$$\varphi = L \cdot i \quad , \quad (6.73)$$

se obține

$$u(t) = R \cdot i(t) + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad , \quad (6.74)$$

Inductanța L se poate aproxima prin :

$$L = L_0 [1 + m \cdot \cos 2(\omega t + \alpha_0)] \quad , \quad (6.75)$$

sau numeric cu $L_0 = 3[H]$; $m = \frac{2}{3}$ se obține :

$$L = 3 \cdot [1 + \frac{2}{3} \cos 2(\omega t + \alpha_0)] = 3 + 2 \cdot \cos 2(\omega t + \alpha_0) \quad , \quad (6.76)$$

Deoarece

$$U(t) = U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) = 220 \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t + \varphi) = 311 \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad , \quad (6.77)$$

rezultă :

$$311 \sin(314t + \varphi) = 767i(t) + [3 + 2\cos 2(\omega t + \alpha_0)] \frac{di}{dt} + i(t)[-4\omega \sin 2(\omega t + \alpha_0)] \quad (6.78)$$

Punînd $i(t)$ sub forma :

$$i(t) = I_1 \cdot \sin \omega t + I_3 \cdot \sin 3 \omega t + I_5 \cdot \sin 5 \omega t \quad , \quad (6.79)$$

se obține :

$$\begin{aligned} 311 \cdot \sin(\omega t + \varphi) = & 767 \cdot (I_1 \cdot \sin \omega t + I_3 \cdot \sin 3 \omega t + I_5 \cdot \sin 5 \omega t) + (3 + 2 \cdot \cos 2 \omega t \cdot \cos 2 \alpha_0 - 2 \cdot \\ & \sin 2 \omega t \cdot \sin 2 \alpha_0) \cdot \\ & \cdot (I_1 \cdot \omega \cdot \cos \omega t + 3 \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \cos 3 \omega t + 5 \cdot I_5 \cdot \omega \cdot \cos 5 \omega t) + (I_1 \cdot \sin \omega t + I_3 \cdot \sin 3 \omega t + I_5 \cdot \sin 5 \omega t) \cdot \\ & \cdot (-4 \cdot \omega \cdot \sin 2 \omega t \cdot \cos 2 \alpha_0 - 4 \cdot \omega \cdot \cos 2 \omega t \cdot \sin 2 \alpha_0) \quad , \quad (6.80) \end{aligned}$$

Prin indentificarea termenilor în $\sin \omega t$, $\cos \omega t$, $\sin 3 \omega t$, $\cos 3 \omega t$, $\sin 5 \omega t$, $\cos 5 \omega t$ rezultă :

$$\begin{cases} 311 \cos \varphi = 767I_1 - I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + 3 \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + 2 \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 - 2 \cdot I_3 \cdot \omega \sin 2\alpha_0 \\ 311 \cdot \sin \varphi = 3 \cdot I_1 \cdot \omega + I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 + 3 \cdot I_3 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 - 2 \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 - 2 \cdot I_3 \cdot \omega \cos 2\alpha_0 \\ 0 = 767I_3 - I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 + 5 \cdot I_5 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 - 2 \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \sin 2\alpha_0 - 2 \cdot I_5 \cdot \omega \sin 2\alpha_0 \\ 0 = 9 \cdot I_3 \cdot \omega + 5I_5 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 + 3 \cdot I_1 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 - 2 \cdot I_5 \cdot \omega \cdot \cos 2\alpha_0 \end{cases}, \quad (6.81)$$

sau în formă simplificată :

$$\begin{cases} 0,99 \cdot \sin \varphi = 2,44 \cdot I_1 + I_1 \cdot \sin 2\alpha_0 + I_3 \cdot \sin 2\alpha_0 \\ 0,99 \cdot \cos \varphi = 3I_1 - I_1 \cdot \cos 2\alpha_0 + I_3 \cdot \cos 2\alpha_0 \\ 0 = 2,44 \cdot I_3 - 3 \cdot I_1 \cdot \sin 2\alpha_0 + 3 \cdot I_5 \cdot \sin 2\alpha_0 \\ 0 = 9 \cdot I_3 + 3 \cdot I_5 \cdot \cos 2\alpha_0 + 3 \cdot I_1 \cdot \cos 2\alpha_0 \end{cases} \quad (6.82)$$

Expresia cuplului electromagnetic momentan este :

$$M_{elmg} = \frac{dW}{d\alpha} = \frac{d}{d\alpha} \left(\frac{1}{2} Li^2 \right) = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{dL}{d\alpha} = \frac{i^2}{2} \cdot \frac{d}{d\alpha} (L_0 + L_0 \cdot m \cdot \cos 2\alpha) = -i^2 L_0 \cdot m \cdot \sin 2\alpha \quad (6.83)$$

Cuplul mediu se obține prin integrare :

$$M_{mediu} = \frac{1}{T} \int_0^T M_{elmg} dt = -\frac{L_0 m}{T} \int_0^T (I_1 \sin \omega t + I_3 \sin 3\omega t + I_5 \sin 5\omega t)^2 \cdot \sin(2\omega t + \beta) dt = \frac{L_0 m}{L_1} (I_1^2 - 2I_1 I_3 - 2I_3 I_5) \sin \beta, \quad (6.84)$$

$$M_{elmg} = \frac{I_1^2 - 2I_1 I_3 - 2I_3 I_5}{2} \sin \beta \quad (6.85)$$

Pentru $2\alpha_0 = \frac{\pi}{6}$ rezultă sistemul :

$$\begin{cases} 0,99 \cdot \sin \varphi = 2,94 \cdot I_1 + 0,5 \cdot I_3 \\ 0,99 \cdot \cos \varphi = 2,14 \cdot I_1 + 0,86 \cdot I_3 \\ 0 = 2,44 \cdot I_3 - 1,5 \cdot I_1 + 1,5 \cdot I_5 \\ 0 = 9 \cdot I_3 + 2,58 \cdot I_5 + 2,58 I_1 \end{cases}, \quad (6.86)$$

de unde rezultă două seturi ale valorilor curenților:

$$I_1 = -0,368[\text{A}]$$

$$I_3 = 0,395[\text{A}]$$

$$I_5 = -1,011[\text{A}], \quad (6.87)$$

$$\begin{aligned}
 I_1 &= 0,368[\text{A}] \\
 I_3 &= -0,395[\text{A}] \\
 I_5 &= 1,011[\text{A}] \quad , \quad (6.88)
 \end{aligned}$$

$$I_{ech} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2} = 1.146[\text{A}] \quad , \quad (6.89)$$

$$M_{elm} = \frac{I_1^2 - 2I_1I_3 - 2I_3I_5}{2} \sin \beta = \frac{0.368^2 + 2 \cdot 0.368 \cdot 0.395 + 2 \cdot 0.395 \cdot 1.011}{2} \cdot \frac{1}{2} \quad , \quad (6.90)$$

sau

$$M_{elm} = 0,308 [\text{Nm}] \quad , \quad (6.91)$$

Pentru $2\alpha_0 = \frac{\pi}{3}$ rezultă sistemul :

$$\begin{cases}
 0,99 \cdot \sin \varphi = 3,3 \cdot I_1 + 0,86 \cdot I_3 \\
 0,99 \cdot \cos \varphi = 2,5 \cdot I_1 + 0,5 \cdot I_3 \\
 0 = 2,44 \cdot I_3 - 2,58 \cdot I_1 + 2,58 \cdot I_5 \\
 0 = 9 \cdot I_3 + 1,5 \cdot I_5 + 1,5 I_1
 \end{cases} \quad , \quad (6.92)$$

de unde rezultă :

$$\begin{aligned}
 I_1 &= -0,264[\text{A}] \\
 I_3 &= 0,104[\text{A}] \\
 I_5 &= -0,362[\text{A}] \quad , \quad (6.93)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 I_1 &= 0,264[\text{A}] \\
 I_3 &= -0,104[\text{A}] \\
 I_5 &= 0,362[\text{A}] \quad , \quad (6.94)
 \end{aligned}$$

$$I_{ech} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2} = 0.46[\text{A}] \quad (6.95)$$

În ambele cazuri cuplul electromagnetic are valoarea:

$$M_{elmg} = \frac{I_1^2 - 2I_1I_3 - 2I_3I_5}{2} \sin \beta = \frac{0.264^2 + 2 \cdot 0.264 \cdot 0.104 + 2 \cdot 0.104 \cdot 0.362}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}, \quad (6.96),$$

$$M_{elmg} = 0,172 \text{ [Nm]}, \quad (6.97)$$

Pentru $2\alpha_0 = \frac{\pi}{2}$ rezultă sistemul :

$$\begin{cases} 0,99 \cdot \sin \varphi = 3,44 \cdot I_1 + I_3 \\ 0,99 \cdot \cos \varphi = 3 \cdot I_1 \\ 0 = 2,44 \cdot I_3 - 3 \cdot I_1 + 3 \cdot I_5 \\ 0 = 9 \cdot I_3 \end{cases}, \quad (6.98)$$

de unde rezultă :

$$I_1 = 0,216 \text{ [A]}$$

$$I_3 = 0 \text{ [A]}$$

$$I_5 = 0,216 \text{ [A]}, \quad (6.99)$$

$$I_1 = -0,216 \text{ [A]}$$

$$I_3 = 0 \text{ [A]}$$

$$I_5 = -0,216 \text{ [A]}, \quad (6.100)$$

$$I_{ech} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2} = 0.3 \text{ [A]}, \quad (6.101)$$

$$M_{elmg} = \frac{I_1^2 - 2I_1I_3 - 2I_3I_5}{2} \sin \beta = \frac{0.216^2}{2}, \quad (6.102)$$

$$M_{elmg} = 0,0233 \text{ [Nm]} \quad (6.103)$$

Rezultatele sunt centralizate în figura 6.11.

Considerând defazajele la armonicile 2, 3, 4 și 5 curentul $i(t)$ se pune sub forma:

$$i(t) = I_{1m} \sin(\omega t - \varphi_1) + I_{2m} \sin(2\omega t - \varphi_2) + I_{3m} \sin(3\omega t - \varphi_3) + I_{4m} \sin(4\omega t - \varphi_4) + I_{5m} \sin(\omega t - \varphi_5) \quad (6.104).$$

Din ecuația diferențială:

$$U_m \sin(\omega t + \varphi) = R \cdot i + L \frac{di}{dt} + i \frac{dL}{dt} \quad , \quad (6.105)$$

cu notațiile: $R=C_1$; $L=C_3+C_4 \cos 2(\omega t + \alpha_0)$; $\beta=2 \cdot \alpha_0$;

$$\frac{dL}{dt} = -2C_4 \omega \sin 2(\omega t + \alpha_0) = -C_2 \sin 2(\omega t + \alpha_0) \quad , \quad (6.106)$$

rezultă:

$$U_m \cdot \sin(\omega t + \varphi) = [C_1 - C_2 \sin 2(\omega t + \alpha_0)] [I_{1m} \cdot \sin(\omega t - \varphi_1) + I_{2m} \cdot \sin(2\omega t - \varphi_2) + I_{3m} \sin(3\omega t - \varphi_3) + I_{4m} \sin(4\omega t - \varphi_4) + I_{5m} \sin(5\omega t + \varphi_5)] + (C_3 + C_4 \cos 2(\omega t + \alpha_0)) [I_{1m} \omega \cos(\omega t - \varphi_1) + 2I_{2m} \omega \cos(2\omega t - \varphi_2) + 3I_{3m} \omega \cos(3\omega t - \varphi_3) + 4I_{4m} \omega \cos(4\omega t - \varphi_4) + 5I_{5m} \omega \cos(5\omega t - \varphi_5)] \quad , \quad (6.107)$$

și identificând termenii în sin și cos se obține :

$$C_1 I_{1m} \cos \varphi_1 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \beta_0 \cdot \cos \varphi_1 / 2 - C_3 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 -$$

$$- 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 + 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \sin \beta_0 / 2 = U_m \cos \varphi ;$$

$$- C_1 I_{1m} \sin \varphi_1 - C_3 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \beta_0 / 2 + 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 + 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \sin \beta_0 / 2 = U_m \sin \varphi ;$$

$$C_1 I_{2m} \cos \varphi_2 - 2 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \sin \varphi_2 + 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \cos \varphi_4 \cdot \sin \beta_0 - 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \sin \varphi_4 \cdot \cos \beta_0 = 0 -$$

$$C_1 I_{2m} \sin \varphi_2 - 2 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \cos \varphi_2 + 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \cos \varphi_4 \cdot \cos \beta_0 + 2 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \sin \varphi_4 \cdot \sin \beta_0 = 0$$

$$- 3 C_3 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \sin \beta_0 / 2 -$$

$$C_1 I_{3m} \cos \varphi_3 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 + 5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \cos \varphi_5 \cdot \sin \beta_0 / 2 -$$

$$5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \sin \varphi_5 \cdot \cos \beta_0 / 2 = 0$$

$$3 C_3 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \cos \varphi_1 \cdot \cos \beta_0 / 2 -$$

$$- C_1 I_{3m} \sin \varphi_3 - 2 C_4 \cdot \omega \cdot I_{1m} \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \beta_0 / 2 + 5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \cos \varphi_5 \cdot \cos \beta_0 / 2 + 5 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \sin \varphi_5 \cdot$$

$$\sin \beta_0 / 2 = 0$$

$$\begin{aligned}
& C_1 I_{4m} \cos \varphi_4 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \cos \varphi_2 \cdot \sin \beta_0 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \sin \varphi_2 \cdot \cos \beta_0 - 4 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \sin \varphi_4 = 0 \\
& -C_1 I_{4m} \sin \varphi_4 + C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \cos \varphi_2 \cdot \cos \beta_0 - C_4 \cdot \omega \cdot I_{2m} \cdot \sin \varphi_2 \cdot \sin \beta_0 + 4 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{4m} \cdot \cos \varphi_4 = 0 \\
& C_1 I_{5m} \cos \varphi_5 - 5 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \sin \varphi_5 - 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 - 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \\
& \sin \beta_0 / 2 = 0 \\
& -C_1 I_{5m} \sin \varphi_5 + 5 \cdot C_3 \cdot \omega \cdot I_{5m} \cdot \cos \varphi_5 + 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \cos \varphi_3 \cdot \cos \beta_0 / 2 - 3 \cdot C_4 \cdot \omega \cdot I_{3m} \cdot \sin \varphi_3 \cdot \\
& \sin \beta_0 / 2 = 0 \quad . \quad (6.108)
\end{aligned}$$

Necunoscutele I_{1m} , I_{2m} , I_{3m} , I_{4m} , I_{5m} , φ_1 , φ_2 , φ_3 , φ_4 și φ_5 se pot calcula din sistemul de mai sus, însă relațiile obținute deosebit de complicate sunt imposibil de a putea fi folosite în practică. Cu toate aceste dificultăți de calcul, modelul nu este nici complet deoarece ia în considerare numai armonicile până la ordinul 5. din acest motiv această variantă nu este folosită în continuare.

5.4 Modelul 4 (calculul simplificat al MSR, rezultate teoretice)

Modelul I – se neglijează rezistența statorică ($R = 0$);

Modelul I – a

Curentul **rezultă** sub forma:

$$i_{(t)} = \frac{A \cos \omega t}{\omega (R + C \cos(2\omega t + \beta))} \quad (6.109)$$

La $\beta = 0$ din relația (4.88) curentul este :

$$i_{(t)} = \frac{A \cos \omega t}{\omega (B + C \cos(2\omega t + \beta))} = \frac{311 \cos \omega t}{314(3 + 2 \cos(2\omega t))} \quad , \quad (6.110)$$

și este reprezentat în figura 6.6 având o amplitudine de 0,25 [A].

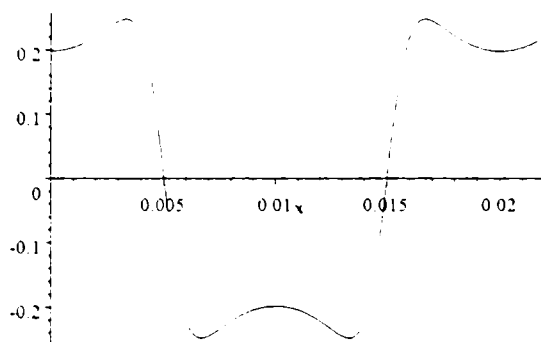


Fig. 6.6. Curentul la $\beta=0$.

Cuplul electromagnetic mediu se calculează cu relația (4.106):

$$M_{\text{mediu}} = \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta = \frac{311^2 (3 - \sqrt{9 - 4})}{2 \cdot 314^2 \cdot 2\sqrt{9 - 4}} \sin 0 = 0,0785 \cdot 0 = 0 \quad (6.111)$$

La $\beta = \frac{\pi}{6} (30^\circ)$ curentul este :

$$i_{(t)} = \frac{A \cos \omega t}{\omega (B + C \cos(2\omega t + \beta))} = \frac{311 \cos \omega t}{314 (3 + 2 \cos(2\omega t + \pi/6))} \quad , \quad (6.112)$$

și este reprezentat în figura 6.7. având o amplitudine de 0,5 [A].

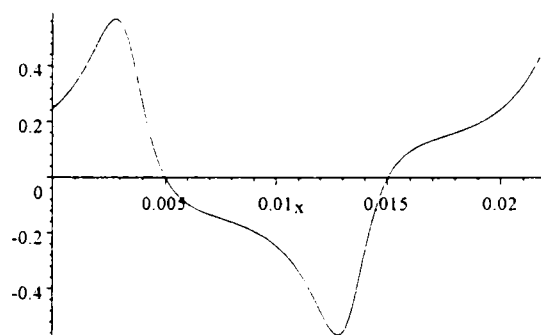


Fig. 6.7. Curentul la $\beta = \frac{\pi}{6}$.

Cuplul electromagnetic mediu se calculează cu relația (4.97):

$$M_{\text{mediu}} = \frac{A^2(B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta = \frac{311^2(3 - \sqrt{9 - 4})}{2 \cdot 314^2 \cdot 2\sqrt{9 - 4}} \sin 30^\circ = 0,0392[\text{Nm}] \quad (6.113)$$

La $\beta = \frac{\pi}{3}$ (60°) curentul este :

$$i_{(t)} = \frac{A \cos \omega t}{\omega(B + C \cos(2\omega t + \beta))} = \frac{311 \cos \omega t}{314(3 + 2 \cos(2\omega t + \pi/3))} \quad , \quad (6.114)$$

și este reprezentat în figura 6.8. având o amplitudine de 0,4 [A].

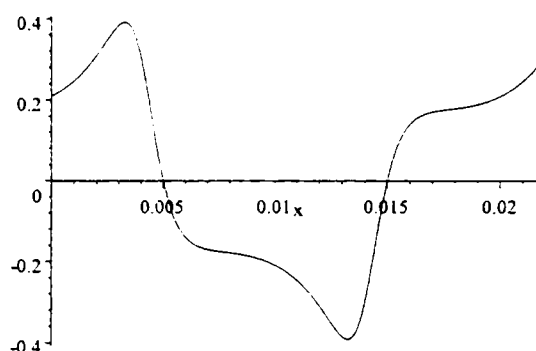


Fig. 6.8. Curentul la $\beta = \frac{\pi}{3}$.

Cuplul electromagnetic mediu se calculează cu relația (5.97):

$$M_{\text{mediu}} = \frac{A^2(B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta = \frac{311^2(3 - \sqrt{9 - 4})}{2 \cdot 314^2 \cdot 2\sqrt{9 - 4}} \sin 30^\circ = 0,0679[\text{Nm}] \quad (6.115)$$

În figura 6.12. se dă dependența curentului de cuplu pentru acest model.

Curentul se aproximează prin relația:

$$i_{(t)} = A \cos \omega t + B \cos 3\omega t \quad (6.116)$$

La $\beta = 0$ rezultă :

$$M_{mediu} = \frac{A^2 C \cdot \sin \beta}{4(\omega B)^2} \left[1 + \left(\frac{C}{2B} \right)^2 \right] = 0 \quad , \quad (6.117)$$

și curentul $i_{(t)}$ se scrie sub forma :

$$\begin{aligned} i_{(t)} &= -\frac{A}{\omega B} \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(\omega t + \beta) + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(3\omega t + \beta) = \\ &= -0,22 \cos \omega t + 0,11 \cos 3\omega t \end{aligned} \quad (6.118)$$

La $\beta = \frac{\pi}{6} (30^\circ)$ rezultă din (4.101):

$$\begin{aligned} M_{mediu} &= \frac{A^2 C \cdot \sin \beta}{4(\omega B)^2} \left[1 + \left(\frac{C}{2B} \right)^2 \right] = 0,06 \cdot \sin \beta = 0,06 \cdot \sin 30 = \\ &= 0,03 [Nm] \end{aligned} \quad (6.119)$$

și curentul $i_{(t)}$ se scrie sub forma :

$$\begin{aligned} i_{(t)} &= -\frac{A}{\omega B} \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(\omega t + \beta) + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(3\omega t + \beta) = \\ &= -0,23 \cos \omega t - 0,055 \sin \omega t + 0,11 \cos(3\omega t + 30) = -0,236 \sin(\omega t + \varphi) + 0,11 \cos(3\omega t + 30) \end{aligned} \quad , \quad (6.120)$$

$$I_{ech} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} = \sqrt{0,236^2 + 0,11^2} = 0,26 [A] \quad , \quad (6.121)$$

La $\beta = \frac{\pi}{3} (60^\circ)$ rezultă :

$$M_{\text{mediu}} = \frac{A^2 C \cdot \sin \beta}{4(\omega B)^2} \left[1 + \left(\frac{C}{2B} \right)^2 \right] = 0,06 \cdot \sin \beta = 0,06 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 0,05 [\text{Nm}] \quad , \quad (6.122)$$

și curentul $i_{(t)}$ se scrie sub forma :

$$i_{(t)} = -\frac{A}{\omega B} \cos \omega t + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(\omega t + \beta) + \frac{AC}{2\omega B^2} \cos(3\omega t + \beta) =$$

$$= -0,275 \cos \omega t - 0,095 \sin \omega t + 0,11 \cos(3\omega t + 60^\circ) = -0,29 \sin(\omega t + \varphi) + 0,11 \cos(3\omega t + 60^\circ) \quad , \quad (6.123)$$

$$I_{\text{ech}} = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} = \sqrt{0,29^2 + 0,11^2} = 0,31 [\text{A}] \quad (6.124)$$

Dependența curentului de cuplu pentru acest caz este dată în figura 6.13.

Modelul II

Se consideră inductanța statorică constantă $L = L_0 = \text{ct.}$

La $\beta = 0$ și $i = D \sin(\omega t - \varphi)$ rezultă din relația (5.109) amplitudinea D :

$$1. \quad D = \frac{A}{\sqrt{R^2 + (\omega B)^2}} = \frac{311}{\sqrt{767^2 + (3 \cdot 314)^2}} = \frac{311}{1214,76} = 0,256 [\text{A}] \quad , \quad (6.125)$$

și din (5.113)

$$\text{tg} \varphi = \frac{B\omega}{R} = \frac{3 \cdot 314}{767} = 1,228 \quad \varphi = 50^\circ,85 \quad (6.126)$$

Cuplul mediu calculat cu relația (5.115) are valoarea:

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CA^2}{4(R^2 + (\omega B)^2)} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{311^2}{2(767^2 + 942^2)} \sin 101^\circ,7 = 0,033[\text{Nm}] \quad (6.127)$$

2. La $\beta = \frac{\pi}{3}(60^\circ)$ se obține:

$$D = \frac{A}{\sqrt{R^2 + (\omega B)^2}} = \frac{311}{\sqrt{767^2 + (3 \cdot 314)^2}} = \frac{311}{1214,76} = 0,256[\text{A}] \quad (6.128)$$

$$\text{tg}\varphi = \frac{B\omega}{R} = \frac{3 \cdot 314}{767} = 1,228 ; \quad \varphi = 50^\circ,85 \quad , \quad (6.129)$$

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CA^2}{4(R^2 + (\omega B)^2)} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{311^2}{2(767^2 + 942^2)} \sin 161^\circ,7 = 0,01[\text{Nm}] \quad (6.130)$$

3. La $\beta = \frac{\pi}{6}(30^\circ)$ se obține:

$$D = \frac{A}{\sqrt{R^2 + (\omega B)^2}} = \frac{311}{\sqrt{767^2 + (3 \cdot 314)^2}} = \frac{311}{1214,76} = 0,256[\text{A}] \quad , \quad (6.125)$$

$$\text{tg}\varphi = \frac{B\omega}{R} = \frac{3 \cdot 314}{767} = 1,228 ; \quad \varphi = 50^\circ,85 \quad , \quad (6.131)$$

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CA^2}{4(R^2 + (\omega B)^2)} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{311^2}{2(767^2 + 942^2)} \sin 131^\circ,7 = 0,025[\text{Nm}] \quad (6.132)$$

4. La $\beta = -\frac{\pi}{6}(-30^\circ)$ se obține:

$$D = \frac{A}{\sqrt{R^2 + (\omega B)^2}} = \frac{311}{\sqrt{767^2 + (3 \cdot 314)^2}} = \frac{311}{1214,76} = 0,256[A] \quad , \quad (6.133)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B\omega}{R} = \frac{3 \cdot 314}{767} = 1,228 \quad ; \quad \varphi = 50^\circ,85 \quad , \quad (6.134)$$

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CA^2}{4(R^2 + (\omega B)^2)} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{311^2}{2(767^2 + 942^2)} \sin 71^\circ,7 = 0,03[\text{Nm}] \quad (6.135)$$

5. La $\beta = -\frac{\pi}{3} (-60^\circ)$ se obține:

$$D = \frac{A}{\sqrt{R^2 + (\omega B)^2}} = \frac{311}{\sqrt{767^2 + (3 \cdot 314)^2}} = \frac{311}{1214,76} = 0,256[A] \quad , \quad (6.136)$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{B\omega}{R} = \frac{3 \cdot 314}{767} = 1,228 \quad ; \quad \varphi = 50^\circ,85 \quad , \quad (6.137)$$

$$M_{\text{mediu}} = \frac{CA^2}{4(R^2 + (\omega B)^2)} \sin(\beta + 2\varphi) = \frac{311^2}{2(767^2 + 942^2)} \sin 41^\circ,7 = 0,0218[\text{Nm}] \quad . \quad (6.138)$$

Rezultatele sunt sistematizate în figura 6.14.

6.5 Modelul 5 (model energetic, rezultate teoretice)

Evaluarea cuplului se face fără nici o simplificare (neglijări de termeni) cu formula:

$$M_{\text{mediu}} = \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta \quad (6.139)$$

Curentul echivalent rezultă din bilanțul energetic:

$$I_{\text{ech}}^2 = I_{\text{cuplu}}^2 + I_{\text{bobină}}^2 = A^2 \left[(E \sin \beta)^2 + \frac{1}{2(\omega B)^2} \right] \quad (6.140)$$

La micromotorul cu datele :

$$B=3[H]$$

$$C=2[H]$$

$$R=767[\Omega]$$

rezultă din (5.129)

$$E = \frac{(B - \sqrt{B^2 - C^2}) * \sqrt{2}}{2\omega C \sqrt{B^2 - C^2}} = \frac{\sqrt{2}(3 - \sqrt{5})}{2 * 314 * 2\sqrt{5}} = 3,835 * 10^{-4} \quad , \quad (6.141)$$

și din (5.131)

$$tg\varepsilon = \frac{B(B - \sqrt{B^2 - C^2}) * \sin \beta}{C \sqrt{B^2 - C^2}} = \frac{3 * (3 - \sqrt{5}) * \sin \beta}{2 * \sqrt{5}} = 0,512 \sin \beta; \quad (6.142)$$

La $U_{borne}=220 [V]$ și la $\beta = 0$

tensiunea A se calculează cu relația (5.133) :

$$\begin{aligned} A &= \frac{\sqrt{2} * U_{borne} * \omega * B}{\sqrt{R^2 [1 + 2(\omega * B * E * \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} * R * E * \sin \beta + 1](\omega * B)^2}} = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 314 \cdot 3}{\sqrt{767^2 [1 + 2(314 \cdot 3 \cdot 3,835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} \cdot 767 \cdot 3,835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \beta + 1] \cdot (314 \cdot 3)^2}} = \\ &= \frac{292208.4}{\sqrt{1475653 + 153551 \cdot \sin^2 \beta + 736057 \cdot \sin \beta}} = \\ &= \frac{745}{\sqrt{\sin^2 \beta + 4.79 \cdot \sin \beta + 9.61}} = 240[V] \quad . \quad (6.143) \end{aligned}$$

Curentul absorbit, folosind relația (5.134) are valoarea :

$$I_{ech} = \frac{A\sqrt{1+2(\omega * B * E * \sin \beta)^2}}{\sqrt{2} * \omega * B} =$$

$$= \frac{240\sqrt{1+2 \cdot (314 \cdot 3 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4})^2 \cdot \sin^2 \beta}}{\sqrt{2} \cdot 314 \cdot 3} = \frac{240\sqrt{1+0.26 \cdot \sin^2 \beta}}{1328.22} = 0.181[A] \quad . \quad (6.144)$$

Factorul de putere al MSR, pentru $\beta = 0$, se calculează din sistemul (5.135):

$$\begin{cases} I_{ech} * R = U_{borne} \cos \varphi - U_{borne} * \sin \varphi * \operatorname{tg} \varepsilon \\ 1 = \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi \end{cases} \quad , \quad (6.145)$$

sau

$$\begin{cases} 138.77 = 220 \cdot \cos \varphi - 220 \cdot \sin \varphi \cdot 0 \\ 1 = \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi \end{cases} \quad , \quad (6.146)$$

și se obține : $\cos \varphi = 0.63$, $\varphi = 50.89^\circ$

Cuplul electromagnetic, pentru $\beta = 0$, are valoarea:

$$M_{mediu} = \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta =$$

$$= \frac{288^2 (3 - \sqrt{5})}{2 \cdot 3.14^2 \cdot 2 \cdot \sqrt{5}} \cdot \sin \beta = \frac{288^2}{1074^2} \cdot \sin \beta = 0 \quad . \quad (6.147)$$

Verificare din punct de vedere energetic:

$$U \cdot I_{ech} \cos \varphi = M \cdot \omega + R \cdot I^2 \quad , \quad (6.148)$$

sau

$$25.1 \approx 0 + 25.1$$

La $U_{borne} = 220 \text{ V}$ si la $\beta = \frac{\pi}{6}$ tensiunea A se calculează cu relația:

$$A = \frac{\sqrt{2} * U_{borne} * \omega * B}{\sqrt{R^2 [1+2(\omega * B * E * \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} * R * E * \sin \beta + 1](\omega * B)^2}} =$$

La $U_{\text{borne}} = 220 \text{ V}$ și la $\beta = \frac{\pi}{3}$ tensiunea A se calculează cu relația:

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{\text{borne}} \cdot \omega \cdot B}{\sqrt{R^2 [1 + 2(\omega \cdot B \cdot E \cdot \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} \cdot R \cdot E \cdot \sin \beta + 1](\omega \cdot B)^2}} = \\
 &= \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 314 \cdot 3}{\sqrt{767^2 [1 + 2(314 \cdot 3 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} \cdot 767 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \beta + 1] \cdot (314 \cdot 3)^2}} = \\
 &= \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 314 \cdot 3}{\sqrt{767^2 [1 + 2(314 \cdot 3 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \frac{\pi}{3})^2] + [2\sqrt{2} \cdot 767 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \frac{\pi}{3} + 1] \cdot (314 \cdot 3)^2}} = \\
 &= \frac{748}{\sqrt{0.75 + 4.148 + 9.61}} = 196 [\text{V}] \quad . \quad (6.154) .
 \end{aligned}$$

Curentul absorbit , are valoarea :

$$\begin{aligned}
 I_{\text{ech}} &= \frac{A \sqrt{1 + 2(\omega \cdot B \cdot E \cdot \sin \beta)^2}}{\sqrt{2} \cdot \omega \cdot B} = \\
 &= \frac{196 \sqrt{1 + 2 \cdot (314 \cdot 3 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4})^2 \cdot \sin^2 \beta}}{\sqrt{2} \cdot 314 \cdot 3} = 0,16 [\text{A}] \quad (6.155)
 \end{aligned}$$

Factorul de putere al MSR pentru $\beta = \pi/3$ se calculează din sistemul:

$$\begin{cases} 123.96 = 220 \cdot \cos \varphi - 220 \cdot \sin \varphi \cdot 0.44 \\ 1 = \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi \end{cases} , \quad (6.156)$$

și se obține:

$$\cos \varphi = 0.81 ; \quad \varphi = 35.4^\circ \quad . \quad (6.157)$$

Cuplul electromagnetic, pentru $\beta = \pi/3$, are valoarea:

$$\begin{aligned}
 M_{mediu} &= \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta = \\
 &= \frac{196^2}{2 \cdot 3.14^2 \cdot 2 \cdot \sqrt{5}} \cdot \sin \beta = \frac{196^2}{1074^2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.028 [N \cdot m] \quad . \quad (6.158)
 \end{aligned}$$

Verificarea din punct de vedere energetic:

$$U \cdot I_{ech} \cos \varphi = M \cdot \omega + R \cdot I^2 \quad , \quad (6.159)$$

$$\text{sau: } 28.68 \cong 9.056 + 19.62$$

La $U_{borne} = 220 \text{ V}$ si la $\beta = \frac{\pi}{2}$ tensiunea A se calculează cu relația:

$$\begin{aligned}
 A &= \frac{\sqrt{2} \cdot U_{borne} \cdot \omega \cdot B}{\sqrt{R^2 [1 + 2(\omega \cdot B \cdot E \cdot \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} \cdot R \cdot E \cdot \sin \beta + 1](\omega \cdot B)^2}} = \\
 &= \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 314 \cdot 3}{\sqrt{767^2 [1 + 2(314 \cdot 3 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \beta)^2] + [2\sqrt{2} \cdot 767 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \beta + 1] \cdot (314 \cdot 3)^2}} = \\
 &= \frac{\sqrt{2} \cdot 220 \cdot 314 \cdot 3}{\sqrt{767^2 [1 + 2(314 \cdot 3 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \frac{\pi}{2})^2] + [2\sqrt{2} \cdot 767 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4} \cdot \sin \frac{\pi}{2} + 1] \cdot (314 \cdot 3)^2}} = \\
 &= \frac{748}{\sqrt{1 + 4.79 + 9.61}} = 190.6 [V] \quad . \quad (6.160)
 \end{aligned}$$

Curentul absorbit, are valoarea:

$$\begin{aligned}
 I_{ech} &= \frac{A \sqrt{1 + 2(\omega \cdot B \cdot E \cdot \sin \beta)^2}}{\sqrt{2} \cdot \omega \cdot B} = \\
 &= \frac{190.6 \sqrt{1 + 2 \cdot (314 \cdot 3 \cdot 3.835 \cdot 10^{-4})^2 \cdot \sin^2 \beta}}{\sqrt{2} \cdot 314 \cdot 3} = \frac{190.6 \sqrt{1 + 0.26}}{1328.22} = 0.161 [A] \quad . \quad (6.161)
 \end{aligned}$$

Factorul de putere al MSR pentru $\beta = \pi/2$ se calculează din sistemul

$$\begin{cases} 123,55 = 220 \cdot \cos \varphi - 220 \cdot \sin \varphi \cdot 0,512 \\ 1 = \sin^2 \varphi + \cos^2 \varphi \end{cases} \quad , \quad (6.162)$$

și se obține : $\cos \varphi = 0,84$; $\varphi = 32,67^\circ$

Cuplul electromagnetic, pentru $\beta = \pi/2$ are valoarea:

$$\begin{aligned} M_{mediu} &= \frac{A^2 (B - \sqrt{B^2 - C^2})}{2\omega^2 C \sqrt{B^2 - C^2}} \sin \beta = \\ &= \frac{190,6^2}{2 \cdot 3,14^2 \cdot 2 \cdot \sqrt{5}} \cdot \sin \beta = \frac{190,6^2}{1074^2} \cdot 1 = 0,031 [N \cdot m] \quad . \end{aligned} \quad (6.163)$$

Verificare din punct de vedere energetic:

$$U \cdot I_{ech} \cos \varphi = M \cdot \omega + R \cdot I^2 \quad . \quad (6.164)$$

sau: $29,8 \cong 9,89 + 19,91$.

6.6. Comparații între modele 1 – 5

Rezolvarea exactă a ecuației fundamentale a MSR, rezultate din legea inducției electromagnetice, nu este posibilă cu mijloacele matematice clasice. Din acest motiv s-au făcut simplificări în vederea rezolvării ecuației de definiție a MSR și au rezultat cinci modele de calcul.

Construcția celor cinci modele este o contribuție originală a autorului.

Se remarcă avantajele și dezavantajele fiecărui tip de model.

Rezultatele comparative obținute sunt cele ce au la bază un micromotor sincron reactiv cu datele :

- inductanța statorică

$$L = L_o(1 + m \cos(2\omega t + \beta)) = 3(1 + \frac{2}{3} \cos(2\omega t + \beta)) \quad , \quad (6.165)$$

- rezistența
 $R = 767 \text{ } [\Omega]$
- tensiunea
 $U = 220 \text{ } [V]; U_{\max} = A = 311 \text{ } [V]$
- frecvența
 $f = 50 \text{ } [Hz]$

Modelul 1

Este cel mai simplu și pentru curentul $i(t)$ se ia în considerare numai fundamentală. La o tensiune la borne dată se calculează amplitudinea curentului în funcție de cuplul electromagnetic dezvoltat de micromotor.

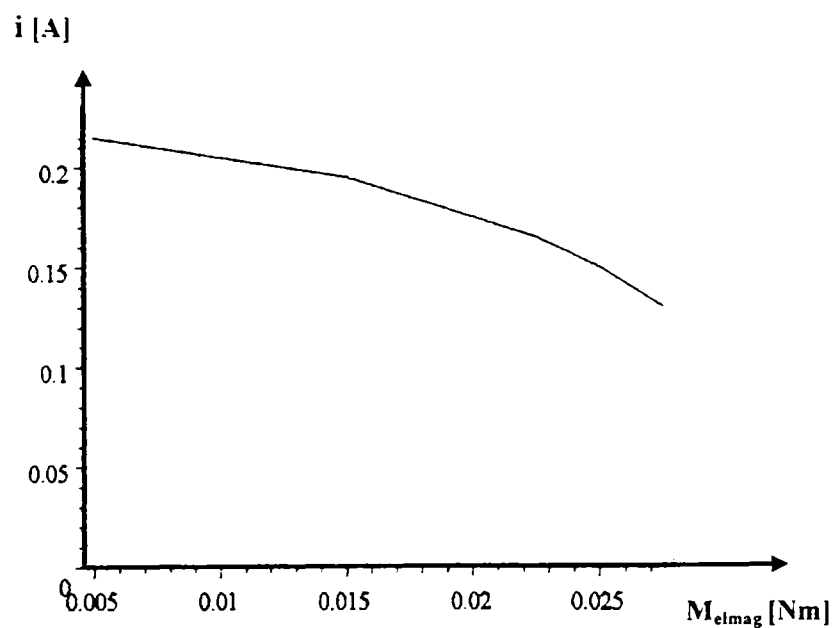


Fig. 6.9. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la modelul 1.

Modelul 2

La acest model pentru curentul $i(t)$ se consideră fundamentală și armonica de ordinul 3. Se calculează la o tensiune la borne dată amplitudinile și defazajele curentului pentru fundamentală și armonica de ordinul 3. Sub această formă a curentului se determină cuplul electromagnetic.

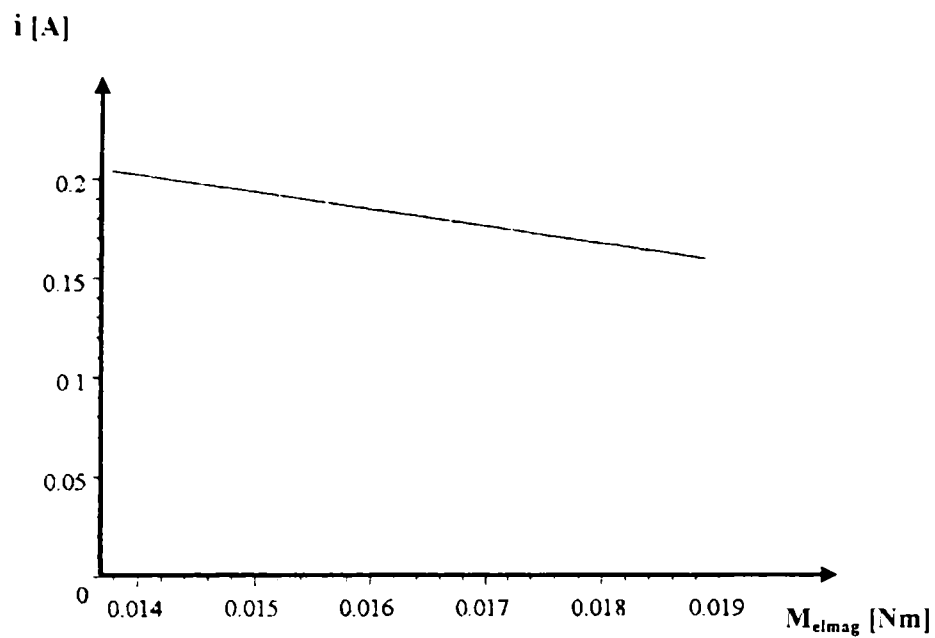


Fig. 6.10. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la modelul 2.

Modelul

La acest model pentru se ia în considerare, pentru curentul $i(t)$, armonica de ordinul 3 și armonica de ordinul 5 în două variante:

- curenții i_1 , i_3 , și i_5 sunt în fază dar au amplitudinile diferite;
- curenții i_1 , i_3 , și i_5 au amplitudinile și fazele diferite. În această variantă calculul devine deosebit de greoi.

Cuplul electromagnetic depinde de amplitudinile curenților, cât și de defazajele dintre curenți.

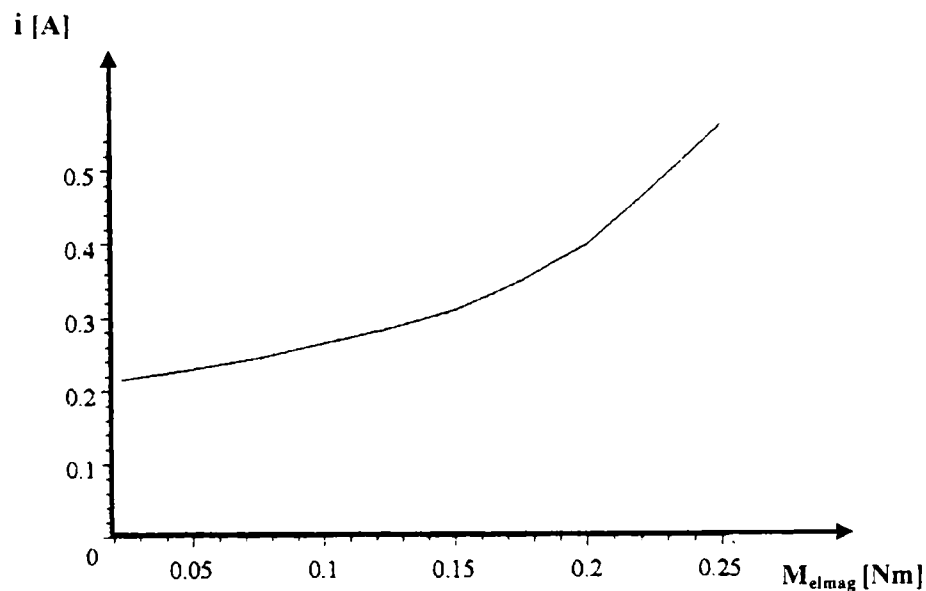


Fig. 6.11. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la modelul 3.

Modelul 4

În acest caz se are în vedere un calcul simplificat în variantele:

I - rezistența statorică R este nulă și

Ia - calculul cuplului în varianta completă a curentului $i(t)$.

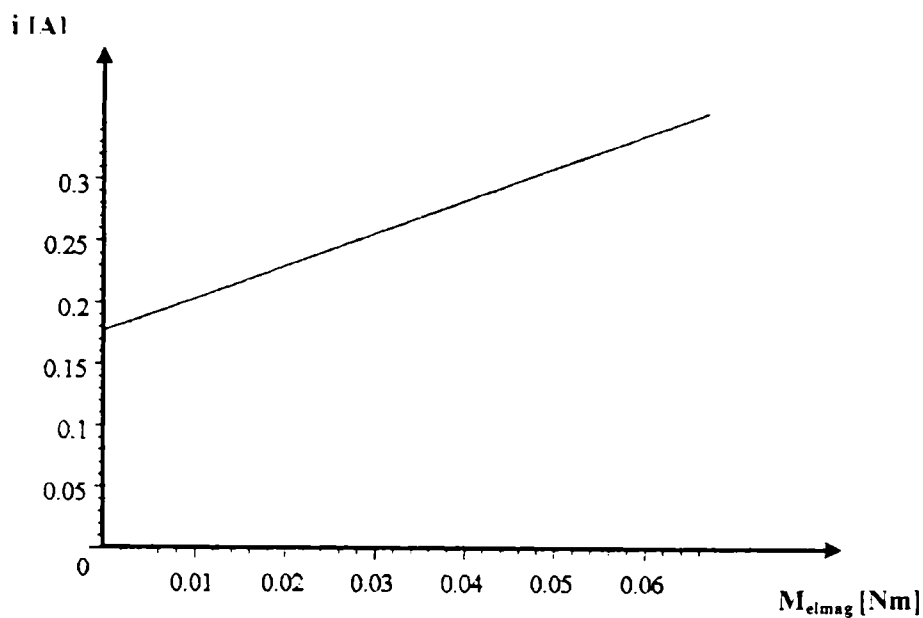


Fig. 6.12. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la modelul 4 (Ia).

Ib - calculul cuplului în varianta simplificată a curentului, $i(t) = i_{1(t)} + i_{3(t)}$.

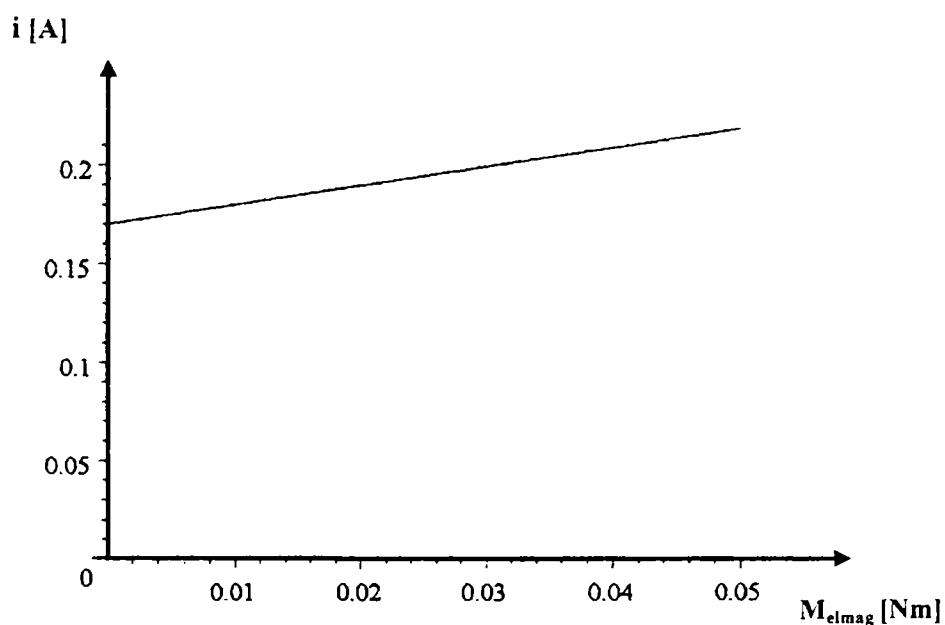


Fig. 6.13. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la modelul 4 (Ib).

II - inductanța statorică L este constantă

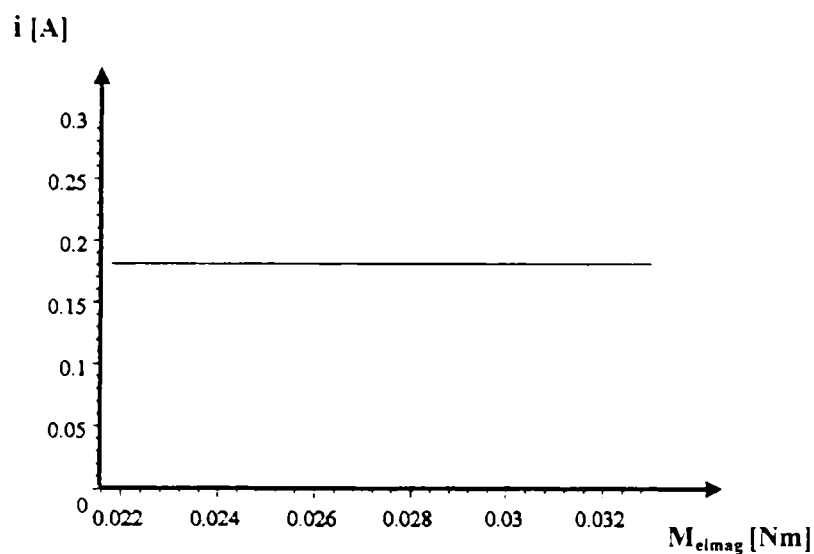


Fig. 6.14. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la modelul 4 (II).

Modelul 5

Folosind rezultatele de la modelul 4, s-a construit un model echivalent energetic cu mașina reală. Acest model are aceeași putere activă și reactivă cu mașina reală.

Verificările experimentale confirmă că acest model este cel mai apropiat de mașina reală.

La o tensiune la borne dată, rezultă pentru un cuplu rezistent impus, o valoare a curentului aproape de valoarea reală.

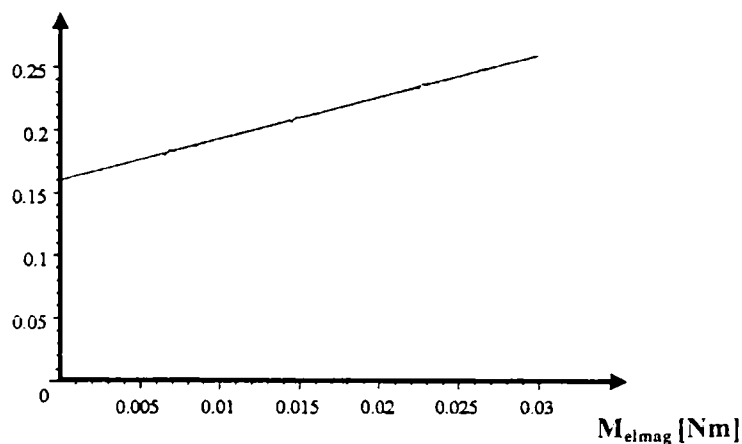


Fig. 6.15. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la modelul 5.
Rezultate teoretice

Având în vedere dependența curentului real de cuplul electromagnetic, dependența dată în figura 6.16, se observă că micromotorul sincron se modelează cel mai bine prin utilizarea modelului 5 (er

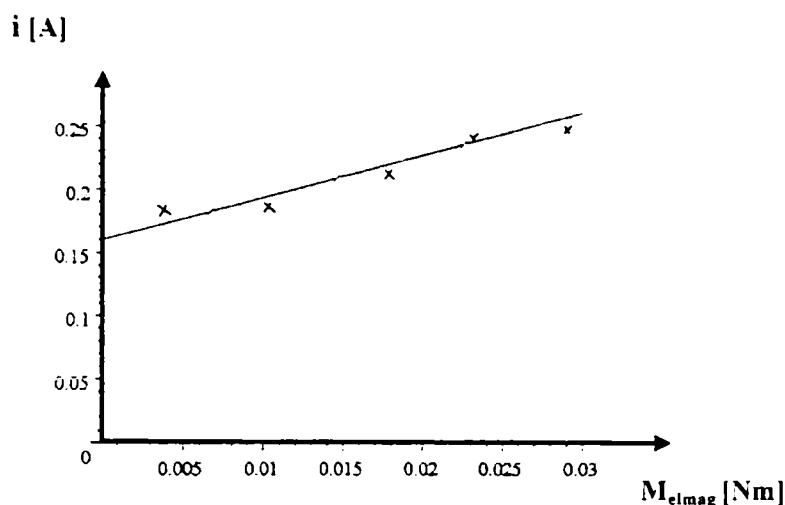


Fig. 6.16. Dependența curentului de cuplul electromagnetic la micromotorul real Așadar, pe baza unui model energetic foarte apropiat de mașina reală, se poate calcula, la o tensiune la borne dată, curentul absorbit și cuplul electromagnetic al micromotorului sincron reactiv.

Măsurarea cuplului electromagnetic al micromotorului pe ștandul experimental confirmă valabilitatea modelului 5.

6.7. Stand cu fluide magnetoreologice

6.7.1. Justificarea soluției

Din cauza valorilor mici ale cuplului electromagnetic, măsurarea cuplului la micromotoare este o problemă dificilă și se realizează având în vedere metode speciale ce nu dau erori de măsură inacceptabile.

Utilizarea fluidelor magnetoreologice la realizarea frânei ce echipează ștandul pentru măsurarea cuplului micromotoarelor are la bază comportarea compozitelor magnetofluidice care sub acțiunea câmpurilor magnetice exterioare își modifică proprietățile fizice, inclusiv pe cele de fluiditate [M.7, S.12].

Această proprietate poate fi folosită la realizarea unei frâne electromagnetice comandată în curent electric. Curentul electric, prin intermediul câmpului magnetic creat, controlează fluiditatea fluidului.

Un disc imersat într-un fluid magnetoreologic, disc ce se rotește cu o anumită turație, poate fi frânat prin modificarea proprietăților de fluiditate a acestuia.

Variația continuă a curentului electric de magnetizare permite obținerea unui câmp de valori continue pentru cuplul rezistent creat de fluidul magnetoreologic, fluid aflat în câmp magnetic controlat prin curent electric.

Controlul fluidității lichidului magnetoreologic prin intermediul curentului electric, se poate realiza de la valori foarte mici ale curentului electric până la valori mari ale acestuia. Acesta permite obținerea unei game de valori a cuplului rezistent al fluidului suficiente pentru realizarea încercării micromotorului sincron reactiv.

Practic de la valoarea zero a curentului electric, când forțele de frecare sunt foarte mici, prin mărirea treptată a valorii acestuia se pot obține cuplurile rezistente dorite în vederea studiului micromotorului supus testărilor.

Pentru a ne putea face o imagine asupra acestui fluid și a calităților sale privind scopul propus se prezintă în continuare câteva considerații teoretice.

Așa cum am afirmat anterior lichidul sub acțiunea câmpurilor magnetice exterioare își modifică proprietățile fizice. Nanoparticolele și microparticolele din lichidul de bază se ordonează sub influența câmpului, ceea ce determină apariția unor deformații locale care la rândul lor induc tensiuni mecanice în fluidul magnetoreologic.

Tensiunile mecanice sunt definite de expresia [B.20.] :

$$\tau = \eta_0 \gamma + \frac{\mu_0 H^2 \varphi_a \chi_a}{\alpha (2 + \chi_a)} \quad (6.166),$$

unde :

η_0 - vâscozitatea dinamică

γ - viteza de forfecare

H - intensitatea câmpului magnetic exterior

φ_a - fracția volumetrică a părți solide

χ - susceptibilitatea magnetică

α - constantă

Expresia (6.161) este cunoscută sub denumirea de “ecuație reologică”.

Fluidul aflat într-un câmp magnetic, la variația intensității câmpului magnetic exterior, trece prin două stări.

Prima stare este cea a fluidului elastic, stare descrisă de relația :

$$\tau_{01} = \eta_0 \gamma \quad \text{pentru } \tau \text{ mai mare decât } \tau_k, \quad (6.167)$$

iar a doua stare, determinată de câmpuri magnetice intense, este cea plastică. Aici tensiunile mecanice sunt descrise de relația :

$$\tau_{01} = \eta_1 \gamma \quad \text{pentru } \tau \text{ mai mare decât } \tau_k \quad (6.168)$$

În relațiile de mai sus vâscozitățile η_0 și η_1 , corespund curgerii newtoniene și respectiv nenewtoniene ale fluidului în câmp magnetic.

Stările de elasticitate și respectiv de plasticitate ale fluidului sunt determinate de valoarea câmpului exterior.

Dacă admitem H_k ca fiind câmpul magnetic de tranziție, atunci putem defini cele două cazuri distincte după cum urmează :

H mai mic decât H_k pentru starea elastică a fluidului

și respectiv

H mai mare decât H_k pentru starea de plasticitate a fluidului.

Rezultatele experimentale privind testarea fluidului magnetoreologic evidențiază o variație liniară atât a intensității câmpului magnetic funcție de intensitatea curentului electric cât și a forței de tracțiune funcție de viteza de deplasare.

Aceste elemente au constituit un argument esențial în opțiunea de utilizare a fluidelor magnetoreologice la realizarea standului de unde și convingerea autorului privind viabilitatea soluției alese.

Realizarea standului de măsurare a cuplului electromagnetic prin utilizarea fluidelor magnetoreologice constituie o contribuție originală a autorului în cadrul prezentei teze.

6.7.2. Descrierea standului

Standul experimental pentru măsurarea cuplului micromotorului conține următoarele elemente:

1. cadru metalic;
2. dispozitivul cu fluide magnetoreologice;
3. micromotor;
4. cuplaj dispozitiv - micromotor;
5. autotransformator AT1, pentru reglarea curentului de magnetizare;
6. autotransformator AT2, pentru reglarea tensiunii de alimentare a micromotorului;
7. transformator de separație;
8. punte redresoare;
9. întrerupător alimentare dispozitiv cu fluide magnetoreologice;
10. întrerupător alimentare micromotor;
11. ampermetru de măsură pentru măsurarea curentului de magnetizare;
12. ampermetru pentru măsurarea curentului de excitație a micromotorului;
13. voltmetru pentru măsurarea tensiunii de alimentare a micromotorului;

Elementele enumerate mai sus se pot vedea în figura 6.17.

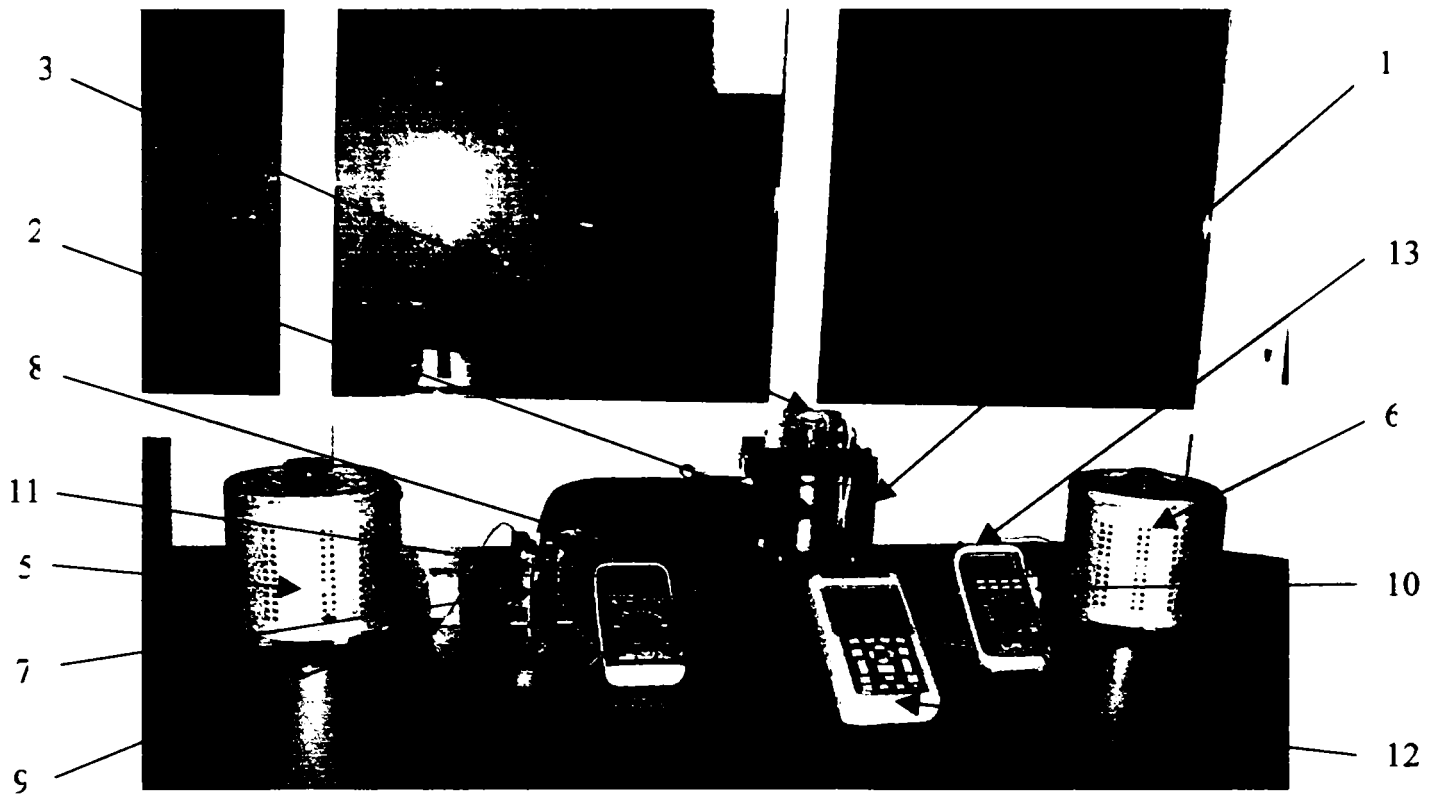


Figura 6.17. Stand experimental

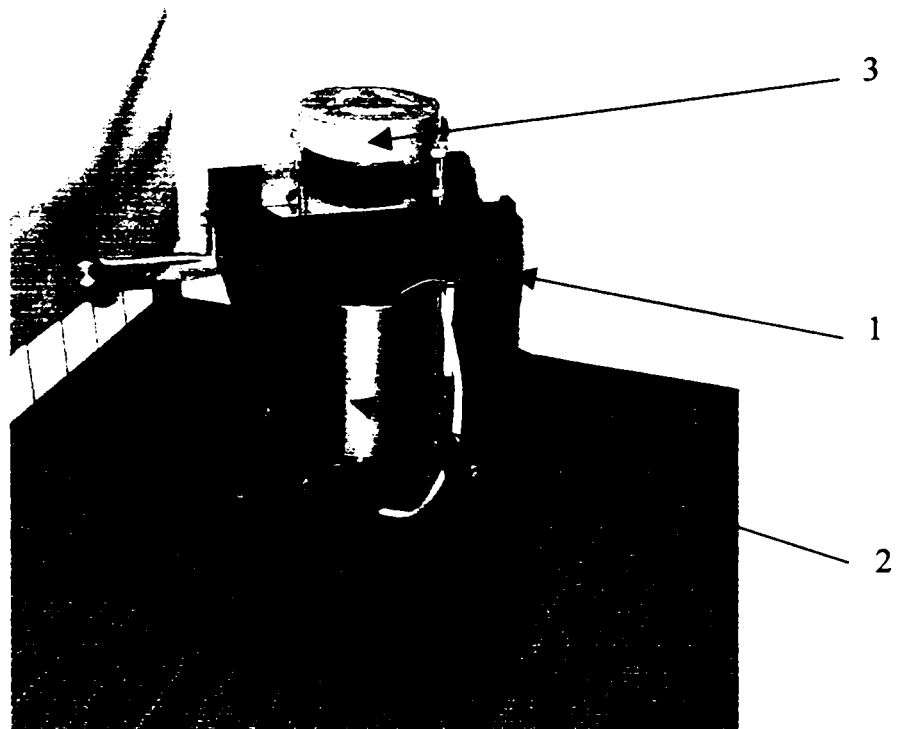


Fig. 6.17.1. Stand experimental, Detaliu 1

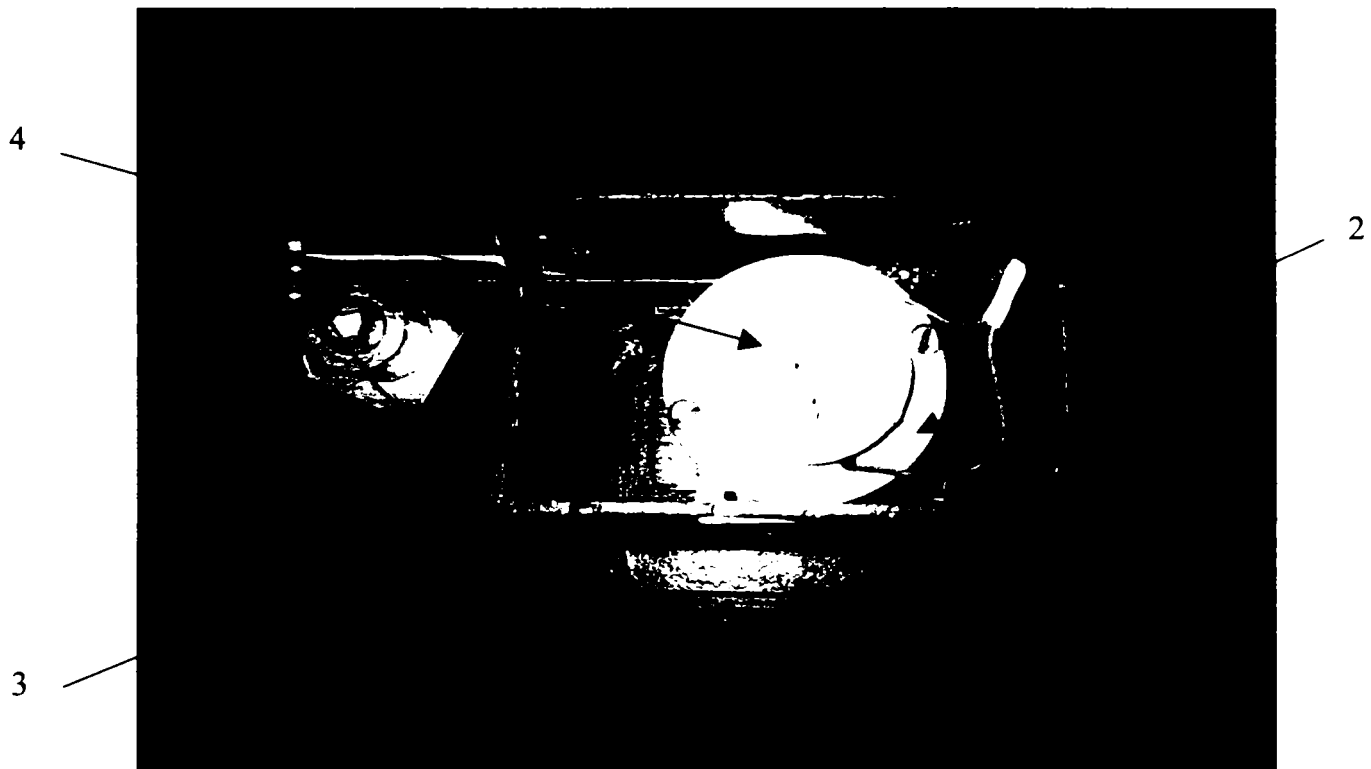


Fig. 6.17.2. Stand experimental, Detaliu 2

Dispozitiv cu fluide magnetoreologice

Dispozitivul cu fluide magnetoreologice este în fapt o frână ce realizează cuplul rezistent pentru micromotorul testat.

Schema de principiu a dispozitivului cu fluide magnetoreologice conform cu [B.19] este prezentată în figura 6.18. unde:

- 1 - miez magnetic;
- 2 - înfășurare electromagnetă;
- 3 - disc rotitor;
- 4 - disc fix;
- 5 - ax rotitor;
- 6 - ax fix;
- 7 – rulmenți;
- 8 - bușă;
- 9 - fluid magnetoreologic.

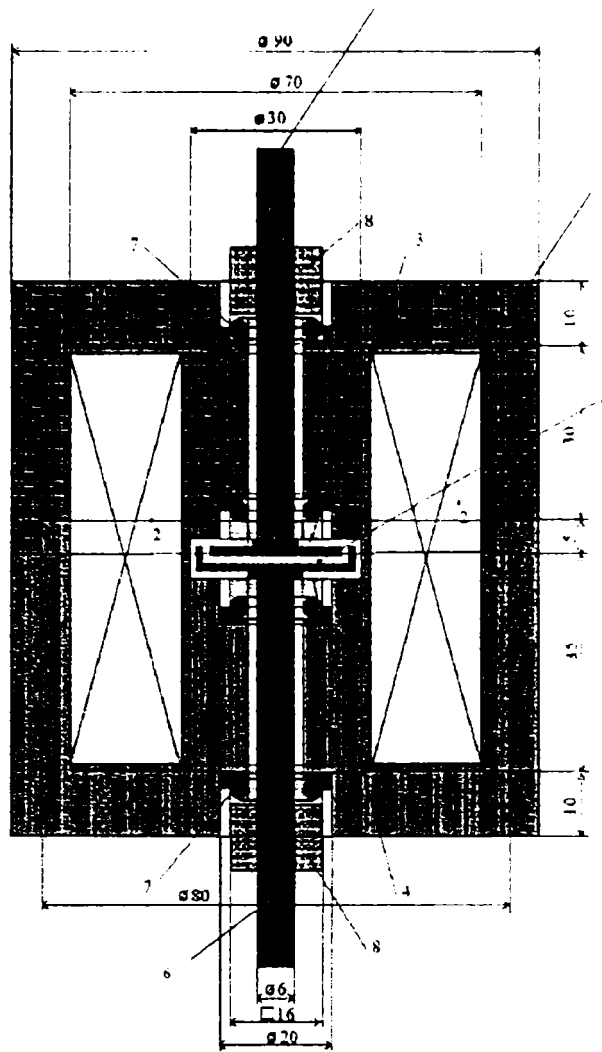


Figura 6.18.

Forma și dimensiunile discurilor 3 și 4 sunt prezentate în figura 6.19.

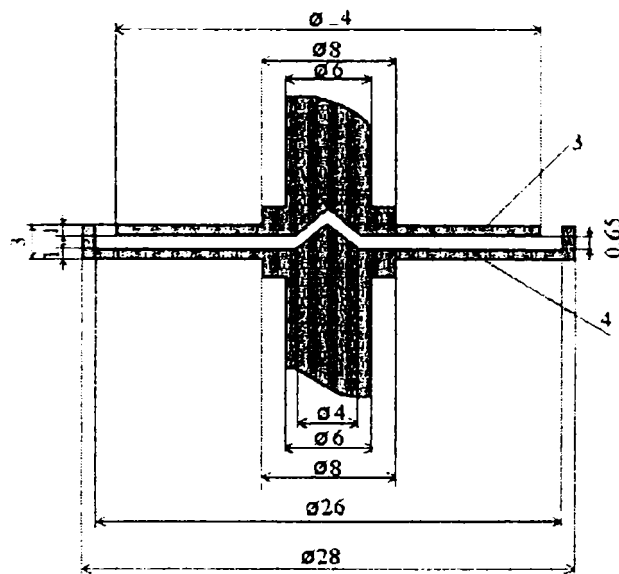


Figura 6.19. Forma și dimensiunile discurilor

Variația câmpului magnetic H funcție de intensitatea I a curentului electric prin înfășurarea 2 este prezentată în figura 6.20.

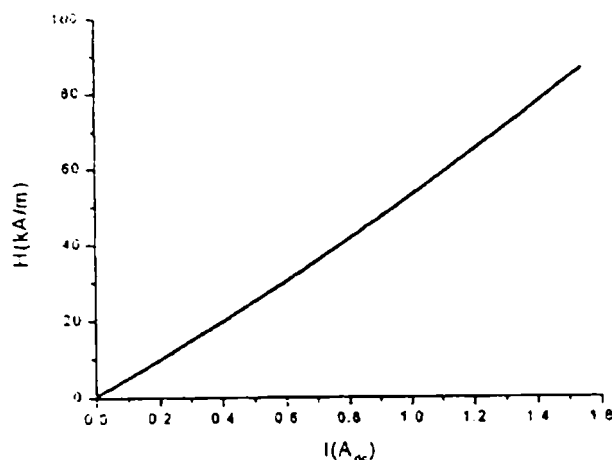


Figura 6.20. Variația câmpului magnetic H funcție de intensitatea I

Microparticulele din lichidul de bază sub influența câmpului se ordonează construind lanțuri de microparticule. Acestea aderă la suprafața discurilor 3 și 4. Rezistența lanțurilor de particule depinde de intensitatea câmpului H și de funcția de masă a stării solide a fluidului magnetoreologic. La intensitatea “0” a câmpului electromagnetic H , discul 3 se rotește practic independent față de discul 4, cuplul rezistent al fluidului fiind neglijabil. Pe măsura creșterii intensității câmpului H , controlat prin valoarea curentului de magnetizare I , cuplul rezistent al fluidului crește.

Fluidul magnetoreologic utilizat la realizarea experimentului, conform datelor din [B.19] are următoarea compoziție:

- 20 g, dintr-un mineral petrolier tip ANERON-Merck;
- 40 g, granule $\text{Fe}_2(\text{CO})_9$, cu granulație între $4,5 \mu\text{m}$ – $5,2 \mu\text{m}$, cu minimum 97% Fe;
- 1,5 g, acid sulfuric.

6.7.3. Etalonarea dispozitivului cu fluide magnetoreologice

Pomind de la considerentele prezentate la paragraful 6.7.1 s-a trecut la etalonarea dispozitivului cu fluide magnetoreologice (frânei) utilizând schema de principiu din figura 6.21.

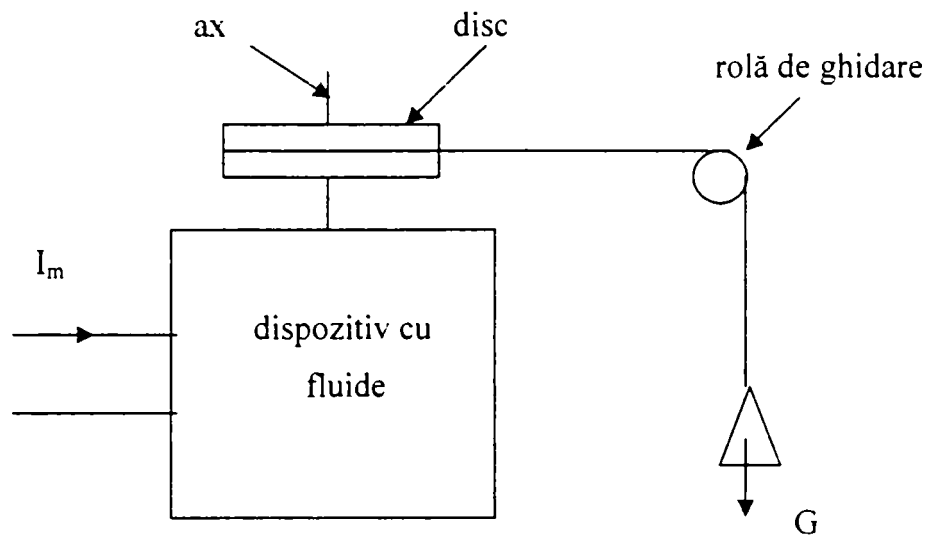


Fig. 6.21. Schema de etalonare

Greutatea G rotește axul dispozitivului cu fluide magnetoreologice prin intermediul rolei de ghidare și al discului de rază R . Prin creșterea valorii curentului de magnetizare I_m vâscozitatea fluidului se modifică treptat (prin creșterea acesteia) până la valoarea corespunzătoare poziției de echilibru.

În această situație cuplul rezistent dezvoltat de fluidul magnetoreologic devine egal cu cuplul dezvoltat de greutatea G .

Cuplul determinat de greutatea G , este:

$$M_R = G \cdot R,$$

R - raza cuplajului dispozitiv – micromotor.

Pentru diferite valori ale greutății G , la poziția de echilibru, se vor obține valori corespunzătoare ale curentului de magnetizare I_m .

Pentru etalonarea ștandului s-a realizat montajul cu următoarea componență:

- autotransformatorul AT1 pentru reglarea curentului de magnetizare (5);
- transformatorul de separație T1 (7);
- puntea redresoare V1 (8);
- întrerupătorul de alimentare a dispozitivului cu fluide magnetoreologice (9);
- greutăți etalon.

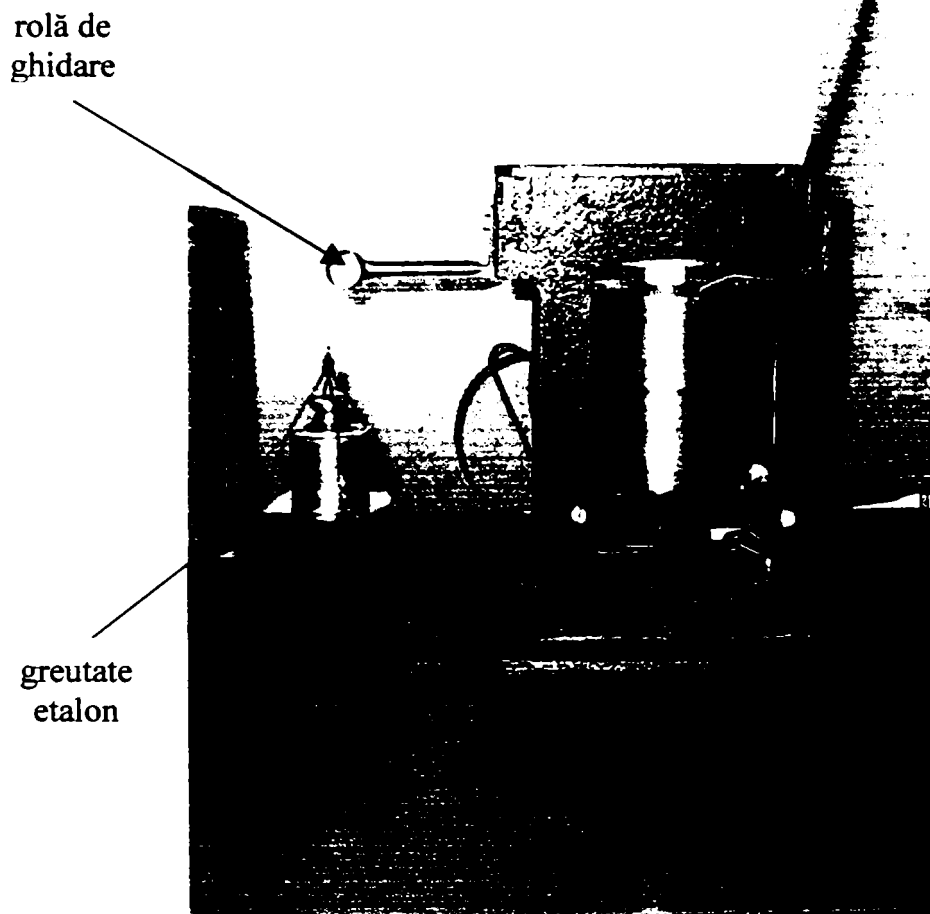


Figura 6.22. Etalonarea dispozitivului cu fluide magnetoreologice

Etalonarea dispozitivului cu fluide magnetoreologice a constat în determinarea valorii curentului de magnetizare, pentru poziția de echilibru, la diferite valori ale greutății G .

Măsurătorile au fost efectuate pentru valori ale greutății G cuprinse între 0,11 și 0,50 kg.

Starea de echilibru s-a obținut prin creșterea valorii curentului de magnetizare.

Curentul de magnetizare I_m s-a calculat ca valoare medie a celor 4 curenți (I_{m1} , I_{m2} , I_{m3} și I_{m4}) determinați prin măsurătorilor efectuate, pentru aceeași valoare a greutății G și în aceleași condiții.

Rezultatele etalonării pentru o rază a cuplajului $R=30$ mm, sunt prezentate în tabelul 6.1.

Tabel 6.1.

Greutate [kg]	Cuplu [Nm]	Curent de magnetizare [A]				I_m [A]
		I_{m1}	I_{m2}	I_{m3}	I_{m4}	
0,015	0,0044	0,020	0,030	0,030	0,020	0,025
0,030	0,0088	0,060	0,060	0,050	0,050	0,055
0,045	0,0132	0,080	0,090	0,090	0,080	0,085
0,060	0,0177	0,110	0,110	0,100	0,100	0,105
0,075	0,0221	0,110	0,120	0,120	0,130	0,120
0,090	0,0265	0,160	0,150	0,150	0,160	0,155
0,100	0,0294	0,180	0,180	0,180	0,180	0,180
0,110	0,0324	0,190	0,200	0,210	0,200	0,200
0,012	0,0035	0,220	0,220	0,230	0,230	0,225
0,135	0,0397	0,250	0,250	0,250	0,250	0,250
0,150	0,0441	0,280	0,280	0,270	0,270	0,275
0,165	0,0486	0,300	0,300	0,300	0,300	0,300
0,180	0,0530	0,320	0,340	0,330	0,330	0,330
0,190	0,0559	0,340	0,360	0,360	0,340	0,350
0,200	0,0589	0,370	0,370	0,370	0,370	0,370
0,250	0,0736	0,470	0,480	0,490	0,480	0,480
0,300	0,0883	0,600	0,590	0,580	0,590	0,590
0,350	0,1030	0,620	0,620	0,630	0,630	0,625
0,400	0,1177	0,720	0,720	0,710	0,730	0,720
0,500	0,1472	0,930	0,920	0,940	0,930	0,930

Rezultatele din tabelul de mai sus au permis trasarea diagramei experimentale a cuplului funcție de curentul de magnetizare.

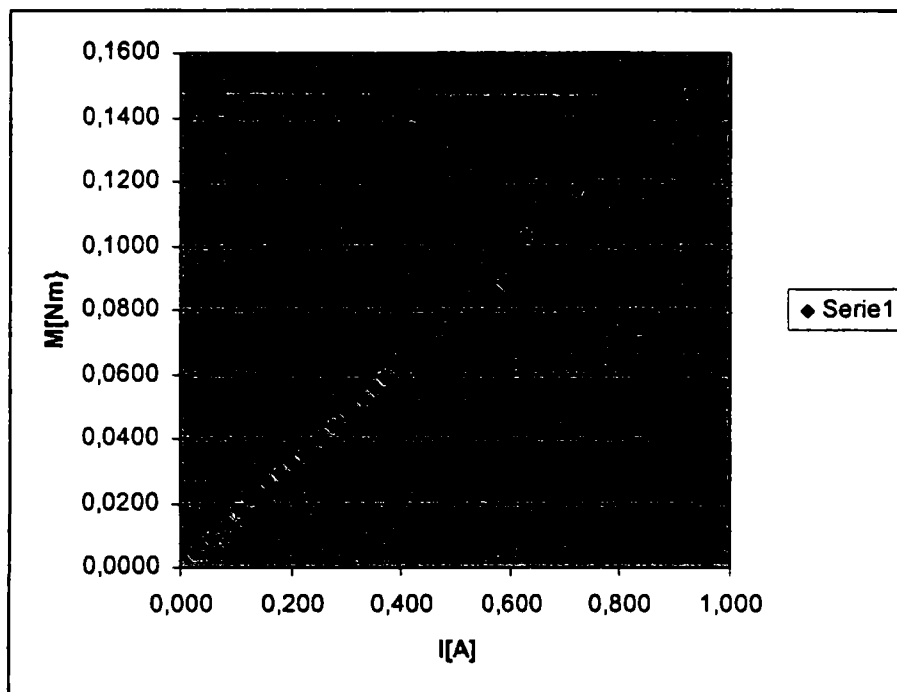


Fig. 6.23. Cuplul funcție de curentul de magnetizare la dispozitivul cu fluide magnetoreologice

Dependența lineară a cuplului față de curentul de magnetizare, la dispozitivul de frânare cu fluide magnetoreologice rezultată în urma experimentărilor, permite să folosim în cadrul testărilor experimentale ce urmează o caracteristica lineară a cuplului așa cum este prezentată în figura 6.24.

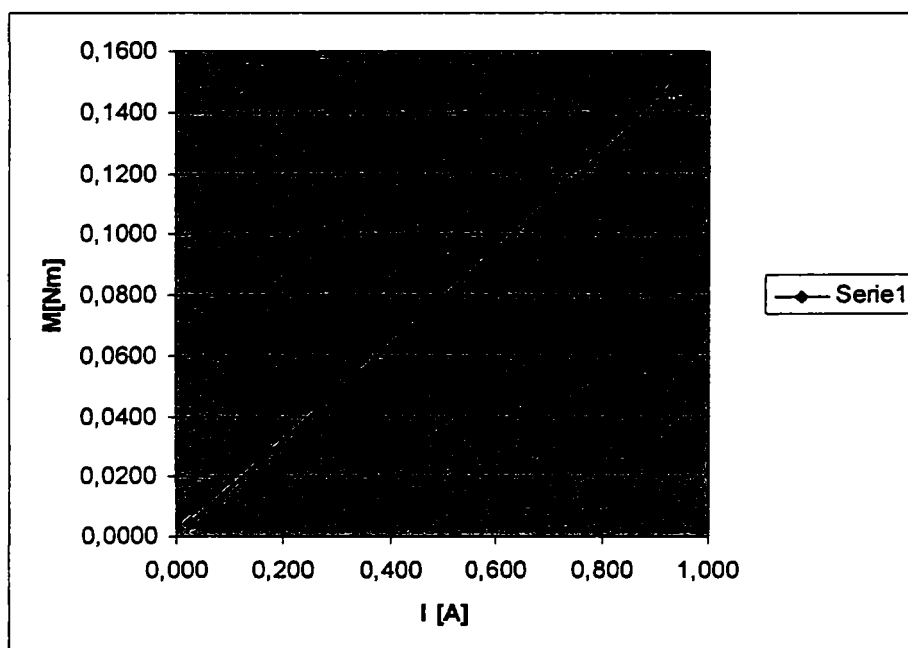


Fig. 6.24. Dependența cuplului de curentul de magnetizare

6.7.4. Rezultate experimentale

Micromotorul sincron testat are următoarele caracteristici:

- tensiunea nominală $U_N = 230$ [V];
- curentul nominal $I_N = 0,25$ [A];
- turația nominală $n_N = 3000$ [rpm],
- puterea nominală $P_n = 7$ [W]

și a fost obținut prin rebobinarea unui micromotor din serie de fabricație curentă.

Încercarea micromotorului s-a efectuat pe standul prezentat la paragraful 6.7.2.

Prin modificarea curentului de magnetizare al dispozitivului cu fluide magnetoreologice se încarcă micromotorul sincron până la valoarea nominală a curentului ($I_N=0,25$ [A]).

Măsurătorile s-au făcut la diverse tensiuni de alimentare a micromotorului.

Micromotorul sincron a fost supus încercărilor pe standul experimental cu frână cu lichide magnetoreologice, prin variația crescătoare a cuplului până la valoarea de 0,04 [Nm], obținându-se rezultatele din figura 6.25

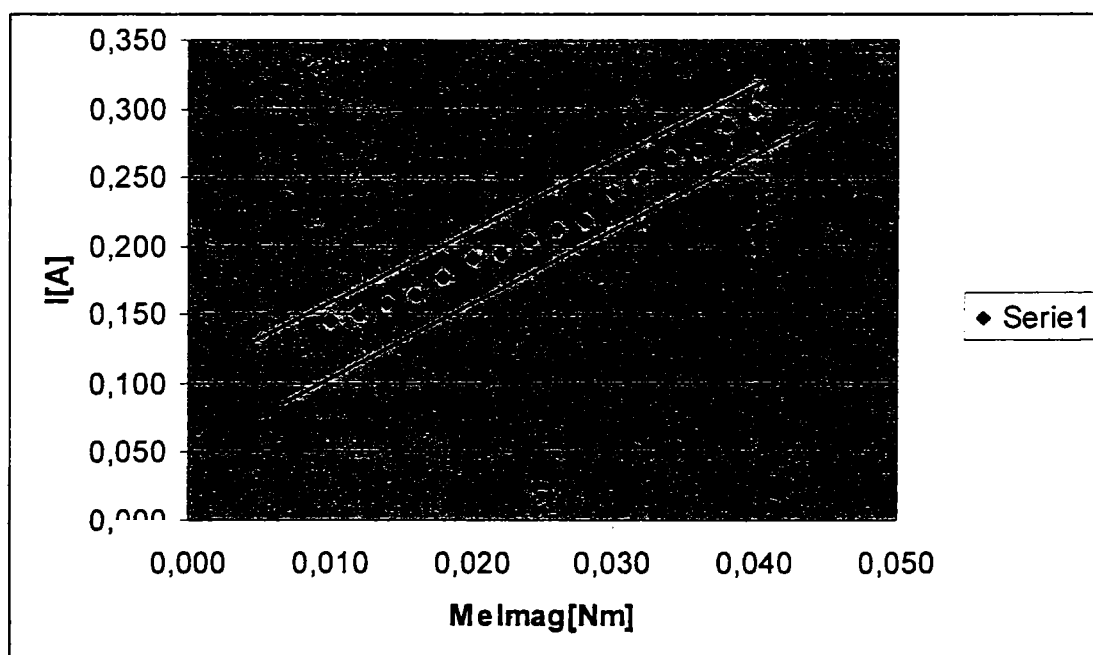


Fig. 6.25. Dependența cuplului de curent, determinări experimentale

Având în vedere rezultatele experimentale determinate cu mare acuratețe, modelul 5 (modelul energetic) evaluează cel mai bine performanțele micromotorului sincron reactiv

cu rotor optimizat, rezultatele teoretice fiind cuprinse într-o zonă delimitată în figura 6.25. prin cele două linii drepte.

Echipamentul de înregistrare a curentului a fost de tip profesional și l-a asigurat o firmă afiliată la Texas Instruments, figura 6.26. Curentul s-a măsurat printr-un traductor optic și rezultatele preluate digital au fost redată pe imprimantă după ce au fost stocate în memoria calculatorului.

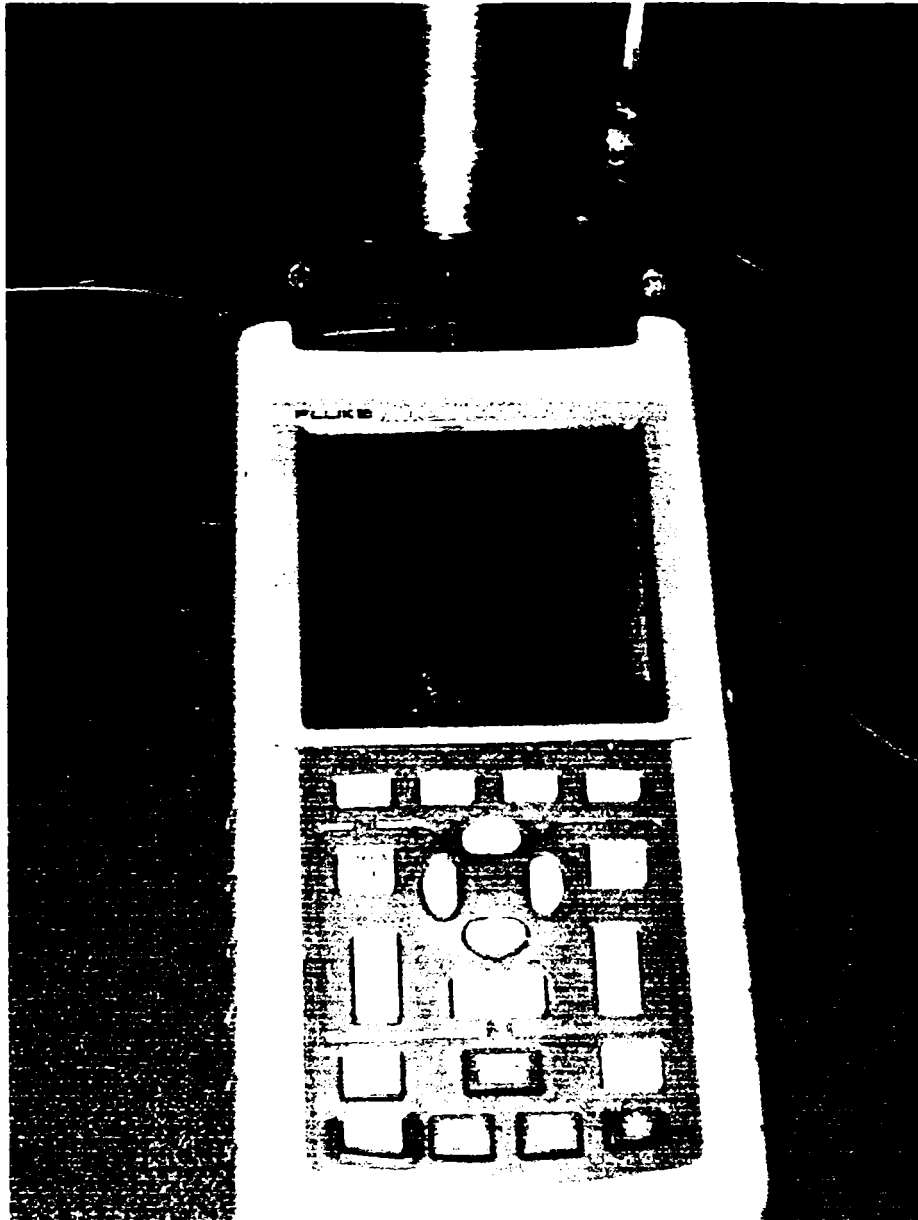


Fig. 6.26. Înregistrarea curentului $i(t)$



Fig. 6.26.1. Înregistrarea curentului $i(t)$, detaliu

Forma experimentală a curentului $i(t)$ se suprapune peste forma calculată cu relația:

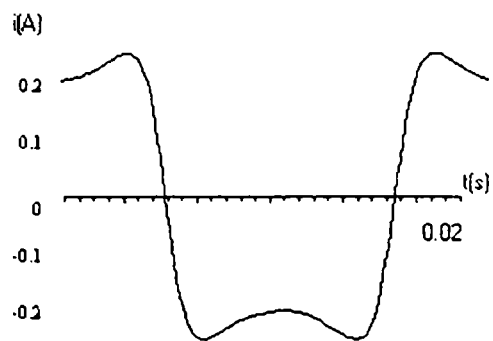
$$i(t) = \frac{A \cos \omega t}{\omega(B + C \cos(2\omega t + \beta))} \quad (6.164),$$

ceea ce era și de așteptat deoarece această expresie a fost dedusă fără nici o simplificare și rezultă din faptul că la o tensiune la borne este sinusoidală.

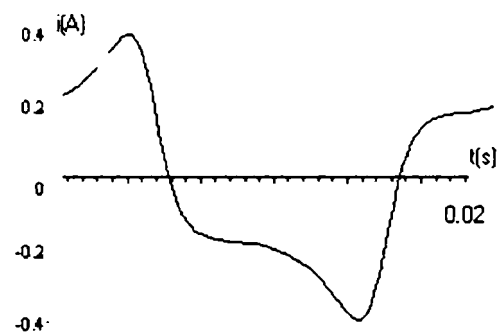
Curentul absorbit a fost înregistrat la patru valori ale cuplului:

1. $M_{\text{elmg}} = 0$ și $(\beta = 0)$;
2. $M_{\text{elmg}} = 0,0194$ [Nm] și $(\beta = \frac{\pi}{6})$;
3. $M_{\text{elmg}} = 0,0280$ [Nm] și $(\beta = \frac{\pi}{3})$;
4. $M_{\text{elmg}} = 0,0310$ [Nm] și $(\beta = \frac{\pi}{2})$;

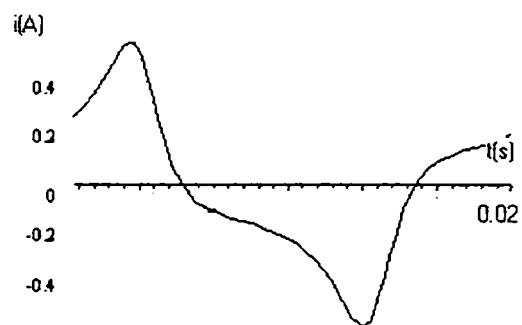
și este dat în figura 6.27.



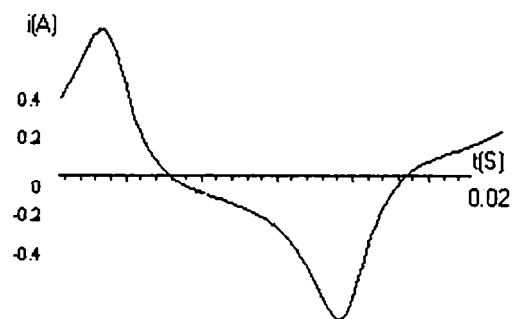
Curentul la $M_{elmag}=0$



Curentul la $M_{elmag}=0.0194(\text{Nm})$



Curentul la $M_{elmag}=0.028(\text{Nm})$



Curentul la $M_{elmag}=0.031(\text{Nm})$

Fig. 6.27. Înregistrările experimentale ale curenților la diverse valori ale cuplului la micromotorul sincron

6.7.5. Concluzii

Prin încercările experimentale a fost validat modelul 5 (modelul energetic) la care rezultatele teoretice sunt similare cu cele experimentale.

Forma curentului absorbit obținută cu acest model se suprapune peste cea înregistrată experimental, acest fapt confirmând precizia cu care se modelează matematic micromotorul.

Valorile calculate ale cuplului electromagnetic sunt foarte apropiate de cele obținute din măsurători experimentale, micromotorul fiind încercat prin mărirea curentului de excitație al dispozitivului de frânare cu fluide magnetoreologice.

Măsurarea cuplului la arborele micromotorului prin modificarea curentului de excitație la dispozitivul de frânare utilizat se realizează simplu și precis, autorul reușind, prin testele efectuate pe o construcție originală a standului, să aleagă modelul de calcul cel mai adecvat, în mod concret modelul 5 (modelul energetic).

CAP.7. CONCLUZII FINALE

Tema tezei de doctorat constă în studiul micromotoarelor sincrone folosite în acționări electrice pentru echipamente de sudare.

Alegerea variantei micromotorului folosit în echipamentul de sudare a avut în vedere controlul riguros al turației ce se impune acestei instalații.

În capitolul 2 se prezintă variantele posibile de micromotoare ce pot fi utilizate la acționarea mecanismului de pendulare, dar nu numai (pot fi folosite și la acționarea mecanismului de avans al sârmei sau la cel de avans al căruciorului).

Soluțiile clasice cu mașini de curent continuu nu se mai utilizează în prezent, pe scară largă, în acționări electrice datorită problemelor ridicate de comutație și nu în ultimul rând datorită progresului electronicii ce a determinat o scădere semnificativă a prețului de cost al componentelor electronice, componente ce se utilizează pe scară tot mai largă în acționările electrice performante.

Mașinile asincrone deși sunt mai ieftine ca cele sincrone nu se folosesc deoarece nu pot asigura un control riguros și precis al turației.

Varianta cu micromotoare sincrone asigură un control riguros al turației și prin aceasta a vitezei tehnologice, așa cum se impune de altfel acționărilor ce concură la realizarea vitezei de sudare.

Capitolul al doilea este consacrat dimensionării optime a micromotorului sincron în variantele cu și fără magnet permanent în rotor. Deoarece rotorul este format din miez feromagnetic, adică din medii neliniare, un calcul analitic este dificil și pasibil de erori. Din acest motiv se face un calcul numeric în urma căruia se optimizează rotorul micromotorului sincron în variantele întâlnite în exploatare.

În capitolul al treilea se efectuează optimizarea concretă a micromotorului având în vedere următorul criteriu opțional: la aceeași dimensiune de gabarit să se obțină un cuplu maxim. Cum rotorul este nesimetric, acesta se aliniază în două poziții: una de energie maximă în axa longitudinală și una de energie minimă în axa transversală. Micromotorul

care realizează variația maximă de energie între cele două poziții ale rotorului conduce la varianta optimă. Prin urmare se cunosc, în această variantă, dimensiunile optime ale rotorului pentru micromotorul ce are cuplul maxim. Sunt date în acest capitol toate variantele constructive ce se fabrică în prezent, care însă nu toate sunt optimizate.

Capitolul al patrulea este consacrat calculului teoretic al performanțelor micromotorului. Datorită neliniarității inductanței statorice la o alimentare sinusoidală rezultă un curent cu un spectru larg de armonici. Compoziția armonică a curentului este dată, în principal, de armonicile 3 și 5. Se calculează cuplul dezvoltat de micromotor folosind 5 modele de calcul. Modelul de calcul ce are în vedere bilanțul energetic dintre rețea și arborele micromotorului (modelul 5) oferă cele mai bune rezultate la calculul cuplului electromagnetic când se cunosc parametri mașinii.

În capitolul al cincilea se calculează și se verifică experimental cele 5 modele prezentate anterior. În acest sens este conceput și executat un stand experimental bazat pe utilizarea fluidelor magnetoreologice la măsurarea cuplului micromotoarelor de mică putere (sub 10 [W]). Încercările experimentale au confirmat exactitatea modelului 5 – modelul energetic – și astfel aceste micromașini se pot calcula, se pot proiecta optimal și se pot realiza în variante performante.

Urmare rezultatelor obținute la calculul teoretic al performanțelor micromotorului, se poate afirma că:

- în cazul tehnologiilor de sudare pretențioase ce impun acționări electrice de mare precizie la deplasarea capului de sudare (mișcare de avans și/sau de pendulare), se recomandă utilizarea micromotorului sincron pas cu pas;
- în cazul tehnologiilor de sudare mai puțin pretențioase acționările electrice ale mecanismului de pendulare pot utiliza,
 - micromotorul sincron reactiv cu magnet permanent (cazul instalațiilor performante dar mai scumpe);
 - micromotorul sincron reactiv fără magnet permanent (cazul instalațiilor ieftine dar mai puțin performante).

Soluția utilizată la măsurarea cuplului rezistent al micromotoarelor poate fi extinsă și pentru motoare de puteri mici sau mari printr-o dimensionare corespunzătoare a dispozitivului cu fluide magnetoreologice (a frânei).

Principalele contribuții originale sunt:

1. Dimensionarea optimală numerică cu programul FLUX 2D a rotorului micromotorului sincron în variantele constructive ce se fabrică în prezent;
2. Calculul optimal al rotorului pentru micromotoare cu sau fără magnet permanent în rotor;
3. Analiza compoziției armonice a curentului absorbit de micromotorul sincron;
4. Construcția și analiza a 5 modele de calcul a performanțelor micromotorului sincron reactiv;
5. Realizarea modelului experimental, optim dimensionat;
6. Construcția unui stand experimental bazat pe utilizarea fluidelor magnetoreologice la măsurarea cuplului micromotoarelor;
7. Încercările micromotoarelor de puteri foarte mici (sub 10 [W]);
8. Determinarea experimentală a cuplului electromagnetic dezvoltat de micromotorul sincron;
9. Calcularea și reprezentarea variației în timp a curentului absorbit de micromotor la o tensiune la borne sinusoidală;
10. Înregistrarea și verificarea experimentală a formei de variație în timp a curentului la diverse valori ale cuplului rezistent de la arborele micromotorului.

BIBLIOGRAFIE

- A. 1.** • Amaratunga,G.A.J.
Acarney,P.P.
Mclaren,P.G.
- “Optimum Magnetic Circuit Configurations for Permanent Magnet Aerospace generators”, IEEE Trans. On Aerospace and Electronic Systems”, Vol. AES-21, No. 2, March, 1985, pp 230-255.
- A. 2.** • Antoine,J.
Morel,L.
Abba,G.
- Rotor Modelling for an High Speed Switched Reluctance Motor, Electromotion 2001, pp 467-472.
- A. 3.** • J. Appelbaum
- Performance analysis of an induction machine, IEEE Power Eng. Soc.Paper Winter Meeting, New Zork, 1975
- A. 4.** • J. Appelbaum,
E.F.Fuchs,
J.C. White
- Optimisation of three phase induction motor design, part 1, Formulation of the optimisation technique, IEEE Trans, 1987, EC/2,no.3, pag. 407-414 ;
- A. 5.** • J. Appelbaum, I.A.
Khan, E.F.Fuchs,
J.C.White
- Optimisation of three-phase induction motor design, part 2: The efficiency and cost of an optimal design, IEEE Trans,m1087,EC-2,No.3,p.415-422;
- A.6.** • Atanasiu, Gh.
- Maşini electrice speciale – Lito U.T.Timişoara, 1992
- B. 1.** • Babescu M.
- Maşini electrice .Modelul ortogonal-Editura Politehnica , Timişoara,2000.
- B. 2.** • Babescu M.
- Maşina sincronă-modele-identificare-simulare, Ed. Politehnica, Timişoara, 2003.
- B. 3.** • Babescu M.
- Maşini electrice monofazate, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1992.
- B. 4.** • Babescu M.
Păunescu D.
- Maşini electrice – analiza matematică a regimurilor tranzitorii, Editura Politehnica ,Timişoara,2001.
- B.5.** • Babescu M.
Păunescu D.
- Analiza matematică a stabilităţii maşinilor electrice– Ed. Politehnica, Timişoara 2005.
- B.6.** • Boldea I.
- Reluctance synchronous machines and drives, Clarendon Press – Oxford, 1996.
- B. 7.** • Boldea I.
Nasar, S.A.
- Emerging electric machines with axially-laminated antistropic rotors: a review, EMPS, vol. 19, nr. 6, 1991, pp 673-703.
- B. 8.** • Boldea I.
Atanasiu , G
- Analiza unitară a maşinilor electrice – Ed.Academiei RSR-Bucureşti, 1983.
- B. 9.** • Boldea I.
- Parametrii maşinilor electrice – Ed. Academiei , Bucureşti , 1991.
- B. 10.** • Boldea I.
Nasar S.A.
- Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal – axis model of electric machines- IEE Proceedings , Vol.134 , Pt.B , No.6 , November1987.

- B. 11.** • Boldea I. • Transformatoare și mașini electrice – E.D.P. R.A. București , 1994.
- B. 12.** • Biriescu M. • Mașini electrice rotative – Ed. de Vest , Timișoara 1997.
- B. 13.** • Borghi,C.A. • Optimization of the Magnet Arrangement in Surface-Mounted PM Synchronous Motors,Electromotion 2001, pp 71-76
Casadei D.
Cristofolini A.
Fabbri M., Serra,G.
- B. 14.** • Bălă C. • Mașini electrice – E.D.P. ,București , 1979.
- B.15.** • A.H.Bonnett • An Overview of how AC Induction Motor Performances has been Affected by the October 24, 1997. Implementation of the Energy Policy Avct of 1992. IEEE Trans. on Industry Applications, vol.36, no.1, 2000,pag.242-256 ;
- B.16.** • A.H.Bonnett • Understanding the Changing Requirements and Opporunities for Improvement of Operating Efficiency of AC Motors, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.29, no.3, 1993 ;
- B.17.** • Birch de Vault, D. • Selection of Short – Cicuit Protection and Control for Design E Motors. Industry Applications Magazine, vol.5, no 3, 1999, pag.26-37 ;
Heckenkamp,
T. King
- B.18.** • Burzo E. • Magneți permanenți – Ed.Academiei, București, 1986
- B.19.** • Bica I. • Magnetorheological suspension electromagnetic brake West University of Timișoara
- B.20.** • Bica I. • Elemente de mecanica fluidelor – Ed. Mirton, Timișoara, 2005.
- C. 1.** • Câmpeanu A. • Introducere în dinamica mașinilor electrice de curent alternativ Ed. Academiei, București, 1998
- C. 2.** • Câmpeanu A. • Mașini electrice – Probleme fundamentale
Iancu V.
Rădulescu M. Ed. Scrisul Românesc , Craiova , 1988.
- C. 3.** • Câmpeanu A. • Mașini în acționări electrice-Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1996.
- C. 4.** • Cailleux H. • Comparaison of control strategies to minimize the torque ripple of a switched reluctance machine,
Le Pioufle B. Electric Machine and Power Systems, vol. 25, 1997,
Multon.B pp 1103-1118.
- C. 5.** • Candere W.R. • Permanent magnet excited synchronous machine withreduced armature reaction and a simple stator winding-Electromotion 2001,pp 59-70
- C. 6.** • Cornea O. • Torque and Speed Analysis for a Switched Reluctance
Atanasiu G. Motor Drive, Electromotion 2001, pp 351-354.
Vanci G.
- C. 7.** • Corda J. • Computation and experimental detemination of
Masic S. running torque waveformsin switched-reluctance
Stephenson J.M. motors, IEE
Proc.-B, Vol. 140, No. 6, November 1993.

- C. 8. • K.T. Chau
J.H. Chen
C.C. Chan
Q. Jiang
- C. 9. • M. Chomát
L. Schreier
I. Dolezel
- C. 10. • C.G. da Costa Neves
N. Carlson, N. Sadowski
J.A. Bastos, N.S. Soeiro
- C. 11. • W. Cai
P. Pillay
- C. 12. • J. Cros
P. Viarouge
- C. 13. • I.E. Chabu
S.I. Nabeta
J.R. Cardoso
- C.14. • M. Cistelecan
- C.15 • Chatelan, J.,
Tu Xuan
- C.16. • G. Cristescu
E. Cosma
- C.17. • G. Cristescu
D. Chevereşan
- C.18. • M. Babescu
D. Păunescu
G. Cristescu
- C.19 • M. Babescu
D. Păunescu
G. Cristescu
- D. 1. • Deihimi A.
Farhangi S.
Henneberger G.
Moallem M.
- D. 2. • Dordea T.
- D. 3. • Dordea T.
- D. 4. • Dordea T.
- Subharmonics and Chaos in Switched Reluctance Motor Drives, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Space Phasor and FEM Models of Synchronous Reluctance Machine, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Forced Vibrations Calculation in a Switched Reluctance Motor Taking into Account the Viscous Damping, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Resonance Frequencies and Mode Shapes of Switched Reluctance Motors, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Synthesis of High Performance PM Motors with Concentrated Windings, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Design Aspects of 4:2 Pole - 2 Phase Switched Reluctance Motors, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Contribuții la proiectarea optimală a motorului asincron cu aplicații la seriile unificate de motoare, Teză de doctorat, I.P.București, 1991
- Identification of a micromotor's parameters ICEM, 1988, Istanbul
- Instalație pentru încărcarea prin sudare mecanizată MIG/MAG a reperelor tip arbore din OLC 45 vidat sau din oțeluri aliate. Practicianul Sudor nr.2, 1998, pag. 17.
- Studiu privind posibilitățile de aplicare a procedurii de sudare MIG/MAG Tandem la construcția de nave. Conferința ASR, Constanța, 15-17.09.2004
- Energetic System – Synchronous Generators – Asynchronous Motor, UPT Timișoara, Scientific Bulletin of the "POLITEHNICA", TOM 50(64), Fasc 1-2,
- Influența momentului de inițiere asupra încărcării la generatorul sincron, A-IX sesiune de comunicări științifice "NAV MAR EDU 2005" Constanța 2005, ISBN 973-8303-54-0,
- Optimal Efficiency Design of Switched Reluctance Motor-Drive. Elecromotion 2001, pp 339-343.
- Mașini electrice – E.D.P. , București , 1970.
- Proiectarea și construcția mașinilor electrice- Litografia U.P. Timișoara , 1981.
- Mașini electrice. Vol. II. Proiectare, Editura ASAB, București, 2003, ISBN 973-86010-2-9.

- D. 5. • Dordea T. • Mașini electrice. Vol. III. Construcție, Editura ASAB, București, 2003, ISBN 973-86010-3-7.
- D. 6. • Dordea T. • Tendințe actuale în calculul și construcția mașinilor electrice , Sesiunea de comunicări EMT – 1984, Timișoara., vol.1 pag. 4-10 ;
- D. 7. • Drăgănescu O. • Încercările mașinilor electrice rotative – Ed.Tehnică , București , 1987.
- D. 8. • Davidovici I. • Parametrii mașinilor electrice de curent alternativ – Ed.Tehnică , București , 1968.
- D. 9. • De Sabata I. • Bazele electrotehnicii (vol 1 și 2)- Litografia IPT , Timișoara , 1980.
- D. 10. • De Melo P.
Hannet , H. • Validation of synchronous machine models derivation of model parametrs from tests , IEE ,Trans , p-100, 2 , 1981.
- D.12. • I. Dancea • Metode de optimizare, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1976
- E. 1. • Efimenko E.I. K • Analizu elektriceskih mašin s prostransvennoi nesimmetriei faz.Elektricestvo, 1968, no.7, p.38-46.
- E. 2. • M. El-hami,
S. Abu-Sharkh • A General Design Model for Electric Motors, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- F. 1. • Feete M. • Modeling of synchronus machines for stability studies Univ.of Paderborn , Dept. of el.eng. , 1995.
- F. 2. • Fransua A. • Mașini și sisteme de acționări electrice – Ed.Tehnică București , 1978.
- F. 3. • Ferrero A.
Raciti A.
Urzi C. • An indirect test metod for the characterisation of variable reluctance motors, IEEE Trans. On Ins. and Measurement, Vol. 42, No. 6, December 1993, pp. 1020-1025.
- F. 4. • Ferrero A.
Raciti A. • A digital method for the determination of the magnetic characteristic of variable reluctance motors, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 39, No. 4, August 1990, pp. 604-608.
- G. 1. • M. Gabsi,
F. Camus, T. Loyau,
J. Barbry • Noise Reduction of Switched Reluctance Machine, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- H. 1. • Haiqing, Y.
Panda, S.K.
Chii, L.Y. • Performance comparaisn of feedback linearization control with PI control for four- quadrant operation of switched reluctance motors, in Proc. IEEE APEC, 1996, vol. 2, pp. 956-962.
- H. 2. • Hendershot Jr. J.R. • Switched Reluctance Motors for the Year 2000, SMMA FALL Technical Conference , St. Louis, '99.

- H. 3.** • Hrabovcova V.
Mihok J.
Rafaidus P.
Janousek L.
Hudak P.
- H. 4.** • Hrabovcova V.
Licko M.
- H. 5.** • D. Hamada, K. Uchida,
F. Yusivar, H. Haratsu,
S. Wakao, T. Onuki.
- H. 6.** • D. Hadjidj,
A. Miraoui,
J.M. Kauffmann.
- H. 7.** • S.L. Ho,
H.L. Li.
- H. 8.** • H.Huang, E.F.Fuchs, Z.
Zak
- H. 9.** • H.Huang, E.F.Fuchs,
J.C. White
- I. 1.** • Ishikawa,T.
Slemon,R.G.
- I. 2.** • Ish-Shalom J.
Manzer D.G.
- I. 3.** • Ilic-Spong M.
Marino R.
Peresada S.M.
Taylor D.G.
- J. 1.** • Jerve G.
- K. 1.** • Kelemen A.
Imecs M.
- K. 2.** • Kelemen A.
Crivii M.
- K. 3.** • K. Kang, J. Hong,
G. Kim
- K. 4.** • A.M. Knight,
- Analytical Approach to the Magnetic F Distribution in Axially Laminated Reluctance Synchronous Motors, Electromotion 2001, pp 361-366.
- Reluctance Synchronous Machine, University of Zilina, Zilina,2001,book.
- Stability Analysis of Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Reduced Order Observer, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- A Novel High-Power-Density Hybrid Reluctance Motor with Field Concentration for Vehicle Direct Drive, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Dynamic Modeling of Permanent Magnet Synchronous Machines Using Direct Coupled Time Stepping Finite Element Method, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Optimisation of single phase induction motor design. Part 1 : Formulation of the optimisation tehnique, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 3, no 2, June 1988, p.349-356 ;
- Optimisation of single phase induction motor design. Part 2 : The maximum efficiency and minimum cost of an optimal design, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol.3, no 2, June 1988, p.357-366 ;
- A method of reducing ripple torque in permanent magnet motors without skewing, IEEE Trans. Magn., vol. 29, n.2, pp. 2028-2031, 1993.
- Commutation and control of step motors,in Proc. 14 Symp. Incremental Motion, Contr. Syst. And Devices, 1985, pp. 283-292.
- Feedback linearizing control of switched reluctance morors,IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC-32, 1987, pp. 371-379.
- Încercările maşinilor electrice rotative- Ed.Tehnică , Bucureşti , 1972.
- Sisteme de reglare cu orientare după câmp ale maşinilor de curent alternativ –Ed.Academiei , Bucureşti , 1989.
- Motoare electrice pas cu pas, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1975.
- Nonlinear Characteristic Analysis of Interior Type Permanent Magnet Synchronous Motor, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Influence of Magnet Dimensions on the Performance

- S. Williamson
- K. 5.** • Kjaer P.C.
Gribble J.J.
Miller T.J.E.
- K. 6.** • Krishnan R.
Arumugam R.
Lindsay J.
- K. 7.** • J.D.Kueck, D.A.
Casada, P.J.Otaduy
- K. 8.** • A.M.Knight, Catherine
I. McClay
- L. 1.** • Lawrenson P.J.
Stephenson J.M.
Blenkinson P.T.
- L. 2.** • Leonard W.
- L. 3.** • O.S. Lobosco
- L. 4.** • X. Luo,
T.A. Lipo
- L. 5.** • Leonard W.
- L. 6.** • S.E. Lyashevskiy,
A. Nazarov, A. El-Antably,
C. Yokomot, A. Sinha, M.
Rizkalla, M. El-Sharkawy.
- L. 7.** • E.C. Lovelace,
T.M. Jahns, J.H. Lang.
- L. 8.** • Laube F.
- L. 9.** • Lawrenson P.J.
Stephenson J.M.
Blenkinsop P.T.
Corda J., Fulton N.N.
- L. 10.** • Lăzăroiu D.
Slaiher S.
- M. 1.** • Mosebach H.
- M. 2.** • Mcllelland M.L.
Lovatt H.C.
Stephenson J.M.
- of a Single-Phase Line-Start, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- High-grade control of switched reluctance machines, IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 33, 1997, pp. 1585-1593.
- Design procedure for switched reluctance motors”, IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 24, No.3, 1988, pp 456-461
- A comparison of Two Energy efficient Motors, IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 13, no.2, June 1998, p.140-147 ;
- The design of High Efficiency Line – Start Motors. IEEE Trans. on Industry Applications, vol.36, no.6, 2000, pag.1555-1562 ;
- Variable-speed switched reluctance motors, IEE Proc., Vol. 127,Pt.B, No. 4, juliây 1980, pp. 253-265.
- Control of electrical drives –Springer- Verlag , Berlin, 1985.
- Dynamic Analysis of Synchronous Motor Using Vector Diagrams, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- A Synchronous / Permanent Magnet Hybrid AC Machine, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Adjustable – speed a.c. drives – Proc.IEEE , Vol. 76 nr. 4 , 04.1988
- Design and Optimization, Steady-State and Dynamic Analysis of Synchronous Reluctance Motors Controlled by Voltage-Fed Converters with Nonlinear Controllers, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- A Saturating Lumped Parameter Design Model for an Interior PM Synchronous Machine, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Permanent magnet excited synchronous machine with reduced armature reaction and a simple stator winding-Electromotion 2001,pp 59-70.
- Variable-speed switched reluctance motors”, IEE Proceedings Pt. B, vol. 127, No. 4, 1980, pp. 253-265
- Maşini electrice de mică putere, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1973.
- Permanent magnet excited synchronous machine with reduced armature reaction and a simple stator winding-Electromotion 2001,pp 59-70.
- Wide-band with Torque and Power Measurement in Reluctance Motor Drives, EPE Firenze , 1991, pp 375-379.

- M. 3. • Miller T.J.E. • Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives, Oxford Science Publication, 1989.
- M. 4. • Măgureanu R. • Servomotoare fără perii de tip sincron, Ed. Tehnică, Vasile N. București, 1973.
- M. 5. • I.Marusciac • Metode de rezolvare a problemelor de programare neliniară, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1973 ;
- M. 6. • I.Marusciac • Metode de rezolvare a problemelor de programare neliniară, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1973
- M.7. • Margida A.J. • Int. J. Mod. Phys, B190 22&24, 1996
Weiss K. D.
Carlson J. D.
- N. 1. • Nasar SA . • Electric machines – dinamic and control -CRC Press , Boldea I. Inc. USA , 1993.
- N. 2. • Novac I. • Mașini electrice – Litografia IPT , Timișoara , 1975.
- N. 3. • Nicolaide A. • Mașini electrice – Ed. Scrisul Românesc , Craiova , 1975.
- N. 4. • Nedelcu V. • Teoria conversiei electromecanice – Ed.Tehnică București , 1982.
- N. 5. • Novac I. • Mașini și acționări electrice – EDP București , 1980.
Babescu M.
- N. 6. • Nipp.E. • Reduction of torque ripple and current harmonics in surface mounted permanent magnet motors, Proc. ICEM 96, vol.2, pp. 273-278, Vigo(Spain), 1996.
- N.7. • NEMA Standards • Publication No. MG! – 1993 ;
- O. 1. • Ong,C.M. • Dynamic simulation of electric machinery Prentice Hall PTR New Jersey 07458,1998.
- O. 2. • Ohdachi Y. • Optimum design of switched reluctance motors using Kawase Y. dynamic finite element analysis”, IEEE Trans. on Miura Y. Magnetics, vol.33,No.2,1997, pp 2033-2036.
Hayashi Y.
• Park R.H.
- P. 1. • Two reaction theory of synchronous machines (I +II)
Trans – A , IEE 48 , 716 – 727(1929) and 52 (1933).
- P. 2. • Petcu D • MAPLE , un standard pentru matematică cu ajutorul calculatorului – Tip. U. de Vest , Timișoara , 1997.
- P. 3. • Panda S.K. • Application of non linear control to switched Dash P.K. reluctance motors: a feedback linearization approach, IEE Proc.-Elect. Power Appl., vol. 143, 1996, pp. 371-379.
- P. 4. • Perez I.J. • Computer Aided Design of High Speed Kasakian J.G. Synchronous Machines”,IEEE Power Engineering Society Summer Meeting,Los Angeles, CA, July 16-21,1978.
- P. 5. • Pillai P. • Performance and Design of Permanent Magnet AC Motor Drives” , Proceedings of Conference, IAS Annual Meeting, Sandiago, CA, Oct. 1-2 1989.

- P. 6.** • Postnicov I.M.
Ralle V.V.
- P. 7.** • A.B. Proca,
A. Keyhani,
A. El-Antably
- R. 1.** • Rao S.S.
- R. 2.** • Radun A.V.
- R. 3.** • Richter R.
- R. 4.** • Rosu M., Nahkuri V.
Arkkio A., Jokinen T.
Mantere J.
Westerlund J.
- S. 1.** • Sebastian T.
Gangla V.
- S. 2.** • Sand M.
- S. 3.** • Stepina I.
- S. 4.** • Stiebler M.
Dietrich W.
- S. 5.** • Stankovici, A.M.
Tadmor G., Coric Z.J.
Agirman I.
- S. 6.** • Staton D.A.
Miller T.J.E.
Wood S.E.
- S. 7.** • T. Senjyu,
A. Omoda,
K. Uezato.
- S. 8.** • B. Stumberger,
B. Hribernik.
- S. 9.** • Simion A.
- S.10.** • C.Singh, D.Sarkar
- S.11.** • G.A.Soaes, A.S. Pedros
- S.12.** • Shibayama A.
Miyazaki T., Otomo T.
- Sinhronië reactivenïe dvigateli, Ed. Tehnicã, Kiev, 1970.
- Analytical Model for Permanent Magnet Motors with Surface Mounted Magnets, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Optimization Theory and Applications , second edition, Willey Easten Limited, New Delphi, 1984.
- Design considerations for the switched reluctance motor, IEEE Trans. on Industry Applications, vol.31, No.5, 1995, pp 1079-1087
- Maşini electrice – vol I , II , III , IV , Ed.Tehnicã , Bucureşti 1959.
- Permanent magnet synchronous motor for ship propulsion drive”, Proc. of International Conference on Electrical Machines ICEM 98 Vol 2, 1998, pp 702-706
- Analysis of induced EMF and torque waveforms in a brushless permanent magnet machine”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, vol. 1, pp 240-246, 1994.
- Maşini electrice speciale, EDP, Bucureşti, 1963.
- Raunzeiger als grundlage der theorie der elektrischen maschinen – ETZ , A , Bd.88 , 1967 , H3.
- Design Criteria for large Permanent magnet Synchronous Machines”, Proc. of International Conference on Electrical Machines ICEM 2000 Vol. 3, 2000,pp.1261-1264.
- On torque Ripple Reduction in Current-Fed Switched Reluctance Motors , IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 46, no 1, 1999, pp. 171-183.
- Maximising the Saliency Ratio of The Synchronous Reluctance Motor”, IEE Proceedings-B, Vol. 140, No.4,1993 , pp 249-259.
- Parameter Measurement for Synchronous Reluctance Motors Considering Stator and Rotor Iron Loss, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Calculation of Two-Axis Parameters of Synchronous Motor with Permanent Magnets Using Finite Elements, IEMDC, aprilie 5, 1999.
- Maşini electrice speciale, Ed.Academiei, Bucureşti, 1995
- Practical consideration in the optimization of induction motor design, IEE Proc. – B, vol 139, no.4. July, 1992 ;
- Induction motor optimisation design : A contribution for energy efficiency program. ICEM – 1988, pag. 1500 – 1503 ;
- Proced. of the 8th International Conference ERF and MRS, Nice, France, 9-13 July, 2001

- Fujiata T., Shimado K.
- Ş. 1.** • Şora C. • Bazele electrotehnicii – EDP Bucureşti , 1982.
- T. 1.** • Thaler G. • Electric machines dynamics and steady state – John Wiley , New York , 1966.
- T. 2.** • Takeda Y. • Determination of synchronous machine parameters allowing for unequal mutual inductances –Proc. IEE , 121 , 1974 , p1501 – 1504
- Adkins B.
- T. 3.** • Toulomi O. • Synchronous machine parameter identification Multitude scale tehniue , vol 30/06/1994.
- T. 4.** • Torac I. • An Approach to Magnetizing Inductances
Brad P. Computation for the Synchronous Reluctance Motor With Axially-Laminated Rotor, Electromotion 2001.
- T. 5.** • Torac I. An analytical approach to the synchronous reactances computation for the reluctance motor with axially-laminated rotor, Proceedings of the 11-th International Symposium on Electromagnetic Fields in Electrical Engineering, ISEF 2003, pp.159-164, Maribor, Slovenia, September 18-20, 2003
- T. 6.** • Torac I. • Some aspects concerning the design of the rotor shape for the reluctance motor with axially-laminated rotor, Proceedings of the 5-th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion systems, Electromotion 2003, November 26-28, 2003, Marrakesh, Morocco, , vol. 2, pp. 614-618, ISSN 1223-057x.
- W. 1.** • White D.C. • Electromechanical energy conversion – John Wiley , New Woodson , A.N. York , 1959.

Date bibliografice personale

Numele: CRISTESCU

Prenumele: Gabriel - Emil

Data nașterii: 07.11.1952

Locul nașterii: Oradea, Bihor

Cetățenie: română

Părinți: Moise CRISTESCU și Eleonora CRISTESCU

Educație: Liceul teoretic nr.2, Nikolaus Lenau

Timișoara

1967-1971 – Diplomă de Bacalaureat

Institutul Politehnic Timișoara

Facultatea Electrotehnică, Secția Electromecanică

1971-1976 – Diplomă de inginer

Federația Europeană de Sudură

2003 – Diplomă Inginer Sudor European

2003 – Diplomă Inginer Sudor Internațional

Loc de muncă: Întreprinderea de Celule Prefabricare, Băilești, 1976-1977

Întreprinderea Electrotimiș, Timișoara, 1977- 1980

Institutul Național de Cercetare - Dezvoltare în Sudură și Încercări de Materiale, ISIM, Timișoara, 1980 - prezent

Lucrări publicate în țară:

Criterii de tipizare a acționarilor electrice destinate utilajelor cu platou rotitor pentru mecanizarea sudării.

Automatizarea liniilor de sudare componente caroserie auto cu transfer interoperațional de tip pick-up.

Considerații asupra automatizării sistemelor tehnologice de sudare caroserie auto echipate cu mașini de sudat în puncte multiple.

Considerații privind linii flexibile automatizate la sudarea electrică prin presiune.

Sudarea cu arce multiple a îmbinărilor cu simetrie circulară.

Instalație pentru încărcarea prin sudare mecanizată MIG/MAG a reperelor tip arbore din OLC 45 vidat sau din oțeluri aliate.

Publicată: Practicianul Sudor nr.2, 1998, pag. 17.

Utilaj pentru reabilitarea prin sudare MIG/MAG mecanizată a căilor metalice de rulare (bandaje) la mijloacele de transport în comun.

Publicată: BID – ISIM, nr.2, 2001, pag. 12.

Determinarea experimentală a formei de variație a temperaturii în flacăra amestecului de dimetileter și oxigen.

Publicată: BID – ISIM, nr.1, 2003, pag. 10.

Reabilitarea echipamentelor energetice prin recondiționarea suprafețelor uzate, utilizând procedeul MIG/MAG sau WIG mecanizat.

Conferința Națională a Energiei, Neptun, 13-17 mai 2004.

Certificarea personalului END, a personalului sudor și a procedurilor de sudare.

Seminar: Noua abordare în fabricație a echipamentelor sub presiune, ISIM Timișoara, 15.04.2004.

Cercetări privind aptitudinea de tăiere a dimetileterului

Buletinul Științific al Universității POLITEHNICA din Timișoara, Fascicola 1/2004.

Studiu privind posibilitățile de aplicare a procedeului de sudare MIG/MAG Tandem la construcția de nave.

Conferința ASR, Constanța, 15-17.09.2004

Sudarea MAG în Tandem

Seminar, Posibilități de creștere a eficienței producției sudate prin tehnici de sudare MAG de mare productivitate, ISIM Timișoara, 21.10.2004

Criterii analitico-experimentale privind cuantificarea eficienței energetice la tăierea oxigaz.

Revista Sudura 6/2004.

Cercetări comparative privind tehnologia de tăiere termică folosind gaze diferite. Analiza și interpretarea rezultatelor.

Revista Sudura 1/2005.

Certificarea sistemelor de management al mediului pentru activități de sudare.

Conferință ISIM, 09-10.06.05, Tendințe în activitatea de cercetare-dezvoltare-inovare în domeniul sudării.

Certificarea sistemelor de management al mediului pentru activități de sudare

Conferință ISIM, 03.11.05

Certificarea sistemelor de management al mediului pentru producătorii de structuri sudate, cerință a integrării europene

ECOIND 2005, București

Energetic System – Synchronous Generators – Asincronous Motor

UPT Timișoara, Scientific Bulletin of the “POLITEHNICA”, TOM 50(64), Fasc 1-2, (Prof. M. Babescu, conf. D. Păunescu, ing. G. Cristescu).

Influența momentului de inițiere asupra încărcării la generatorul sincron, A-IX sesiune de comunicări științifice “NAV MAR EDU 2005” Constanța 2005, ISBN 973-8303-54-0, (Prof. M. Babescu, conf. D. Păunescu, ing. G. Cristescu).

Integrated quality, environment and safety management system for welding, a-7-a Conferință Internațională de Tehnologie și Calitate, Univ. Politehnică București, 25-27 mai 2006, publicată, coautor.

Increasing the service life of components through hardfacing by welding, Congres Internațional IIW, Primul Congres de Sudare European Sud –Est, 24-26 mai 2006, Timișoara, publicată, coautor.

New Regulation on the Internalization of Qualification/Certification of Personnel in the Field of Non-Destructive Examination, Congres Internațional IIW, Primul Congres de Sudare European Sud –Est, 24-26 mai 2006, Timișoara, publicată, autor.

Lucrare publicată în străinătate

Recondiționarea prin sudare mecanizată a arborilor morilor de cărbune din termocentrale.
Publicată de Asociația pentru promovarea sudurii din Serbia, în Culegerea de Lucrări a
Simpozionului Internațional “ WELDING 96” Yugoslavia, pag..121.

Carte:

Aplicații practice de sudare electrică prin presiune în puncte și relief (coautor)
Publicație OID, 1987.