



Universitatea POLITEHNICA București
Facultatea de Inginerie Electrică



Complexitatea și diversitatea proiectării mașinilor electrice folosind Metoda Elementelor Finite

**Teză de abilitare
Rezumat**

conf. dr. ing. Ovidiu Craiu

București 2023

Cuprins

1. În loc de introducere.....	3
2. Mașini electrice cu magneți permanenți.....	4
2.1. Introducere.....	4
2.2. Prezentare generală.....	4
2.3. Construcția motoarelor cu magneți permanenți.....	4
2.4. Mașini cu flux axial.....	4
2.5. Exemple numerice ale unor motoare sincrone cu magneți permanenți cu 10 poli și 12 crestături, cu topologii constructive diferite.....	4
3. Combinații între numărul de perechi de poli și număr de crestături folosite în realizarea mașinilor de curent continuu fără perii.....	6
3.1. Analiza MEF a motoarelor de c.c. fără perii cu număr diferit de poli și crestături.....	6
4. Tehnici de control pentru a extinde caracteristica cuplu-turație a motoarelor de c.c. fără perii.....	7
4.1. Comparație între caracteristicile mecanice ale motoarelor cu magneți permanenți.....	7
4.2. Comutația defazată înainte (<i>phase advance</i>).....	8
5. Model MEF cuplat cu circuit electric al unui motor de c.c. fără perii.....	9
5.3.4. Modelarea motorului cu inverter trifazat.....	9
5.3.5. Implementarea <i>phase-advace</i> și <i>dwell control</i>	10
5.3.6. Modelarea numerică a unui inverter cu limitarea curentului prin histerezis.....	12
6. Calculul curenților turbionari în cămașa interioară a unui rotor.....	13
7. Calculul oscilațiilor amortizate ale unui actuator cu unghi limitat.....	13
8. O analiză comprehensivă prin modelare numerică unui motor sincron cu magneți permanenți.....	16
8.2.2. Optimizarea curbei cuplu-poziție.....	17
8.2.3. Efectul nesimetriilor constructive asupra oscilației cuplului.....	18
8.2.5. O analiză termică a motorului cu ajutorul MEF.....	18
9. Modelarea unui motor asincron în COMSOL.....	19
9.2.3. Modelul de câmp variabil în timp.....	22
10. Analiza MEF a unui motor pas cu pas, hibrid, bifazat.....	23
10.1. Introducere.....	23
10.2. Modelul numeric.....	24
10.3. Rezultatele numerice.....	25
10.5. Un model îmbunătățit.....	26
Bibliografie.....	28

1. În loc de introducere.

Experiența autorului privind proiectarea mașinilor electrice cu ajutorul Metodei Elementelor Finite (MEF) începe în anul 1990 cu lucrarea de licență, în fața unui calculator cu procesor Intel 286 cu 1MB memorie RAM și un hard-disk de doar 80 MB. Aceasta experiență continuă cu teza de doctorat intitulată “Contribuții privind metodele numerice de calcul al câmpului electromagnetic în mașinile electrice”, în care, folosind programe proprii realizate în Fortran, iar mai apoi în Pascal și Borland Pascal for Windows, autorul dezvoltă și prezintă aplicații numerice complexe pentru acea perioadă. Printre acestea se numără și analiza unui generator sincron cu considerarea mișcării rotorului. În figura 1.1. se prezintă liniile de câmp trasate printr-un sfert al secțiunii generatorului.

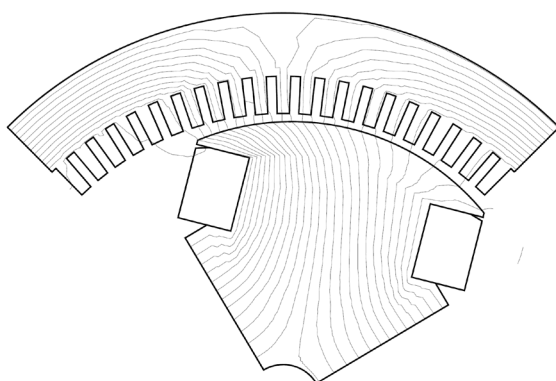


Fig. 1.1. Distribuția liniilor de câmp magnetic la funcționarea în sarcină.

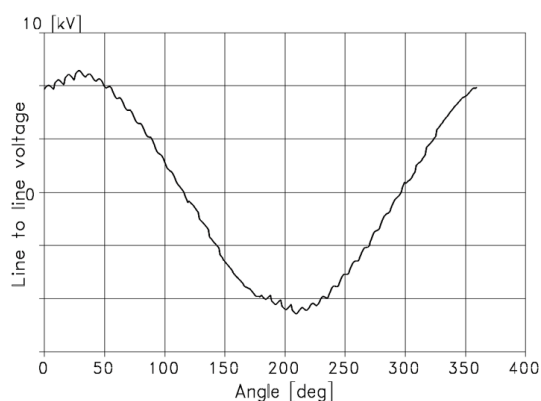


Fig. 1.2. Tensiune de linie la funcționarea în sarcină.

În figurile 1.2 se prezintă curba tensiunii de linie la funcționarea în sarcină a generatorului sincron și respectiv spectrul armonicilor acesteia.

Autorul continuă această preocupare pentru modelarea mașinilor electrice, de această dată folosind programe specializate bazate pe MEF, precum Elcut (un precursor a bine-cunoscutului program FEMM), Flux, iar mai apoi COMOSL *Multiphysics*.

Lucrarea de Abilitare este în esență un rezumat al aplicațiilor de modelare, analiză și optimizare cu ajutorul modelării numerice utilizând MEF, a mașinilor și actualelor electromagnetice, cu un grad de complexitate mai crescut realizate de autor în ultima perioadă. Aceste aplicații reflectă gradul de aprofundare și de cunoaștere a mediului de proiectare asistată de calculator a mașinilor electrice, precum și domeniul de interes și de aprofundare ale autorului.

Exemplele de calcul prezentate în lucrarea de abilitare sunt rodul unor contracte de cercetare conduse sub auspiciile ESA (*European Space Agency*), majoritatea motoarelor modelate fiind realizate practic.

2. Mașini electrice cu magneți permanenți

2.1. Introducere

În acest capitol se prezintă experiența autorului privind analiza și proiectarea asistată de calculator a mașinilor electrice echipate cu magneți permanenți, folosind MEF. Aplicațiile prezentate au grade de complexitate diferite și reprezintă modele de câmp cuplate cu ecuațiile de circuit electric, cu ecuația mecanică de mișcare sau prezintă studii ale distribuției încălzirii în mașinile electrice sau a solicitărilor mecanice. Aplicațiile sunt realizate cu ajutorul programului profesional COMSOL Multiphysics 5.3.

2.2. Prezentare generală

Autorul prezintă o analiză a stadiului actual al mașinilor cu magneți permanenți, respectiv a motoarelor sincrone cu magneți permanenți și a mașinilor de curent continuu fără perii. Acestea sunt din ce în ce mai utilizate în aplicații precum roboți industriali, aeronautică, sau aplicații spațiale. Dar acest tip de motoare sunt realizate și la puteri mari și foarte mari precum motorul sincron produs de Alstom AGV's PM motors, cu puterea nominală de 750kW, sau generatorul eolian Vestas V164 cu puterea de 8000 kVA.

2.3. Construcția motoarelor cu magneți permanenți

În acest subcapitol, autorul prezintă o analiză a acestui tip de motoare, stadiul actual de dezvoltare și elemente constructive specifice ale acestora. Se prezintă aspecte legate de diferențele existente dintre motoarele sincrone cu magneți permanenți (alimentate cu curenți sinusoidali) și motoarele de curent continuu, în fapt tot motoare sincrone alimentate cu curenți dreptunghiulari (sau tensiune electromotoare indusă trapezoidală).

2.4. Mașini cu flux axial

Reprezintă o construcție mai nou utilizată, având avantaje precum densitate mare de putere [14, 19, 20]. Motoarele YASA 750 și YASA P400 pot produce densități de putere de 10 kW/kg la turații relativ reduse de 2000-9000 rot/min [21]. Însă și variantele clasice de motoare cu câmp magnetic radial pot fi foarte compacte atunci când se utilizează înfășurări concentrate (numite și înfășurări pe dinte). Analiza cuplului de agățare, precum și oscilația cuplului electromagnetic în timpul funcționării motorului este importantă și analizată într-o varietate mari de lucrări de specialitate [26, 28].

2.5. Exemple numerice ale unor motoare sincrone cu magneți permanenți cu 10 poli și 12 crestături, cu topologii constructive diferite

Autorul exemplifică importanța modului de așezare și a formei magneților permanenți folosiți la realizarea unui motor sincron cu 10 poli și 12 crestături, o structură des întâlnită în construcția acestor motoare ce produce o înfășurare pe dinte, cu capete frontale reduse, importantă pentru mașini cu lungime axială redusă. Pentru aceasta sunt dezvoltate modele numerice în COMSOL, bazate pe MEF, a câmpului magnetic cvasistaționar în șase mașini sincrone diferite. În figura 2.1. și 2.2. sunt prezentate distribuțiile inducției magnetice și liniile de câmp pentru două din cele șase modele.

Datorită simetriei fizice (geometrice și a surselor câmpului magnetic) studiul s-a realizat numai pentru jumătate din secțiunea motorului.

Pentru toate cele șase variante studiate s-au calculat variațiile cuplului electromagnetic cu poziția rotorului, precum și tensiunile de linie și de fază ale motoarelor la gol și la funcționarea în sarcină. De asemenea, se calculează și se compară cuplurile de agățare ale acestor variante constructive.

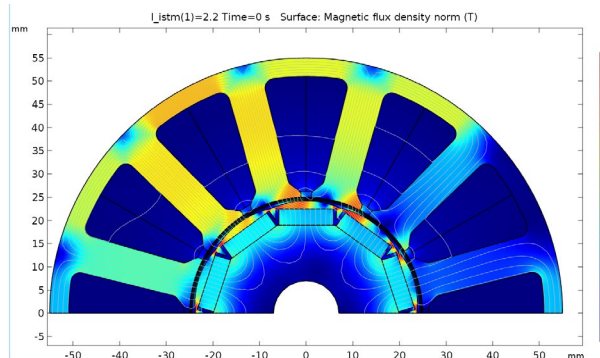


Fig. 2.1. Distribuția inducției magnetice și a liniilor de câmp pentru motorul cu magneți permanenți incluși.

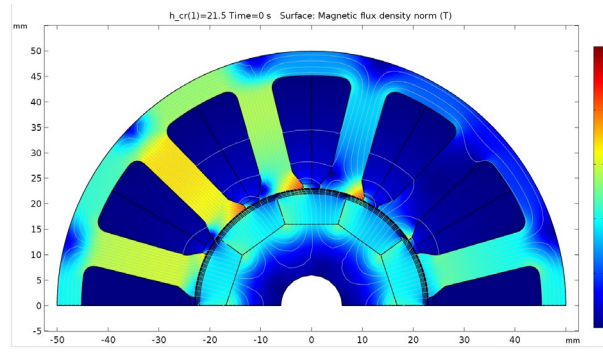


Fig. 2.2. Distribuția inducției magnetice și a liniilor de câmp pentru motorul cu magneți permanenți trapezoidali.

În figura 2.3 și 2.4 sunt prezentate curbele de variații cuplului electromagnetic pentru cele două motoare. Așa cum se poate observa, geometria și volumul magnetului influențează cuplul electromagnetic, motorul cu magneți trapezoidali, producând un cuplu de valoare mai mare de 18,6 Nm, față de motorul cu magneți permanenți incluși, care generează un cuplu mediu de 15,2 Nm și are o oscilație mai pronunțată.

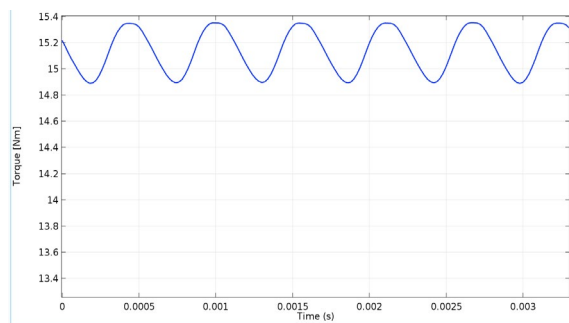


Fig. 2.3. Variația cuplului cu poziția rotorului pentru motorul cu magneți permanenți incluși.

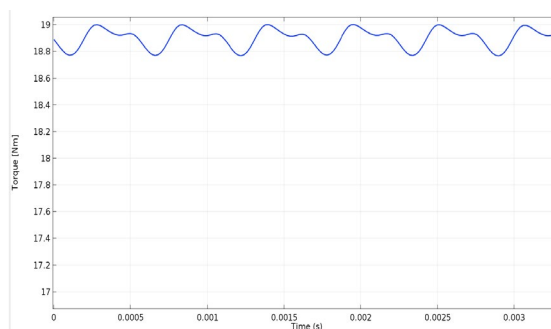


Fig. 2.4. Variația cuplului cu poziția rotorului pentru motorul cu magneți permanenți trapezoidali.

Datorită prezenței cuplului de reluctanță, autorul recomandă analiza directă a cuplului electromagnetic și nu a tensiunii electromotoare induse la mers în gol. Lucrări mai vechi, compară performanța motoarelor cu magneți permanenți (în special zgomotul și oscilația cuplului) prin analiza componentei normale ale inducției magnetice din întrefier, o metodă depășită, utilizată atunci când posibilitățile de calcul erau reduse. Pentru această analiză comparată, autorul utilizează un model de câmp – circuit, în care, în afară de modelarea câmpului cvasistaționar din mașină se utilizează și ecuațiile circuitului electric format de cele trei faze statorice. Un aspect important în modelare constă în alegerea fazei inițiale a curenților din stator în raport cu poziția magnetilor

permanenți din rotor, astfel încât cuplul magnetic obținut să fie maxim (similar comenzii vectoriale după câmp și în modelarea numerică câmpul produs de stator și cel generat de magnetii permanenți din rotor trebuie să fie în cuadratură).

3. Combinații între numărul de perechi de poli și număr de creștături folosite în realizarea mașinilor de curent continuu fără perii.

În introducerea acestui capitol, autorul prezintă o analiză a tipurilor de înfășurări rezultată din combinația dintre numărul de poli și numărul de creștături [3]. Un accent se pune pe comparația dintre înfășurările cu număr de creștături pe pol și fază q întreg, cele cu q fracționar și înfășurările pe dinte [8, 12].

3.1. Analiza MEF a motoarelor de c.c. fără perii cu număr diferit de poli și creștături

În mod similar capitolului anterior, autorul prezintă o analiză a unui motor de curent continuu cu aceeași anvelopă geometrică (dimensiuni exterioare), alimentat cu o densitate de curent în înfășurările active egală pentru toate modelele. Sunt comparate curbele de variație a cuplului electromagnetic în funcție de poziția rotorului, știindu-se că acest tip de motor este caracterizat de oscilații importante ale cuplului. Pentru fiecare din cele șase variante constructive sunt prezentate cel puțin două curbe ale cuplului pentru doi factori de acoperire polară diferiți, evidențiindu-se modul cel mai eficient de reducerea oscilațiilor.

În figura 3.1 și 3.2 sunt prezentate distribuțiile inducției magnetice și respectiv liniile de câmp pentru un motor cu magneti având distribuție Halbach opt poli și 12 creștături și, respectiv, un motor cu șase poli și nouă creștături. În mod evident, cu cât motorul are un număr mai mare de poli, cu atât dimensiunea jugului statorului și lățimea dinților poate fi redusă, realizându-se o folosire mai eficientă a spațiului disponibil, ceea ce duce la o creștere a densității de cuplu la volum constant. În același timp, un număr mai mare de magneti permanenți duce la creșterea pierderilor prin histerezis și curenți turbionari. Nu întâmplător însă, motoarele cu magneti permanenți folosite pentru vehiculele electrice moderne au un număr mai mare de magneti (motoarele unor producători cunoscuți au de obicei 16 magneti permanenți și înfășurări pe dinte). În absența periiilor, acest motoare de tracțiune sunt în general proiectate să funcționeze la turații ridicate, chiar în jurul a 16.000 rpm, care apoi este redusă printr-un reductor (motoare de tip „geared”) pentru a crește cuplul la ax.

Pentru cele două motoare prezentate mai sus s-au obținut formele de variație a cuplului din figurile 3.2 și 3.3. Se observă că reducerea factorului de acoperire polară, notată cu α , are un efect important asupra reducerii oscilațiilor cuplului. Analiza numerică bazată pe MEF ține cont de neliniaritatea magnetică și, față de analize similare ce folosesc relații analitice și descompunere Taylor a distribuțiilor de câmp nesinusoidale, este mult mai precisă.

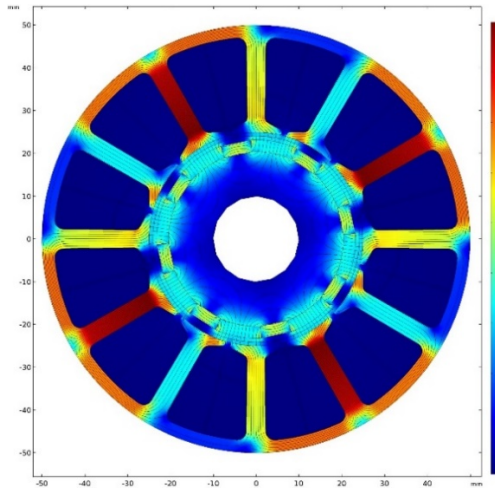


Fig. 3.1. Distribuția inducției magnetice și a liniilor de câmp pentru motorul cu opt magneți permanenți în distribuție Halbach și 12 crestături.

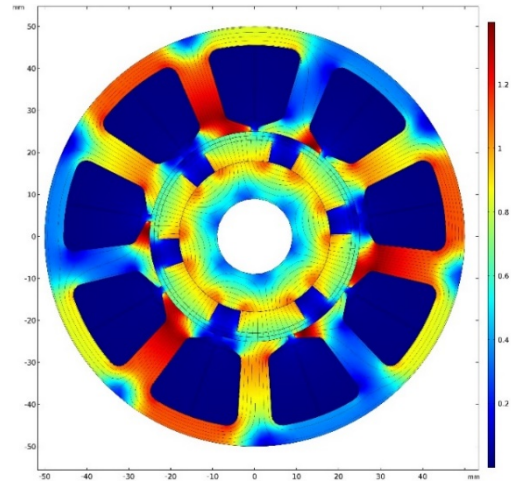


Fig. 3.2. Distribuția inducției magnetice și a liniilor de câmp pentru motorul cu șase magneți permanenți și nouă crestături.

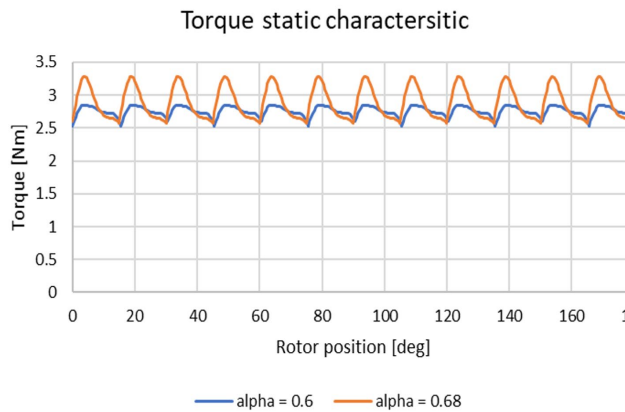


Fig. 3.3. Variația cuplului cu poziția rotorului pentru motorul cu opt magneți și 12 crestături: pentru factorul de acoperire polară $\alpha = 0,6$ și $0,68$.

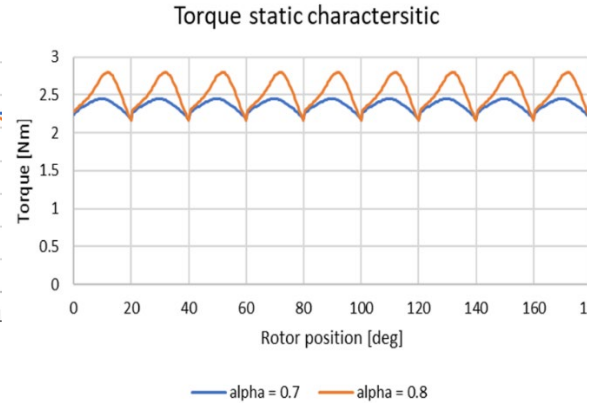


Fig. 3.3. Variația cuplului cu poziția rotorului pentru motorul cu șase magneți și nouă crestături: pentru factorul de acoperire polară $\alpha = 0,7$ și $0,8$.

4. Tehnici de control pentru a extinde caracteristica cuplu-turație a motoarelor de c.c. fără perii.

4.1. Comparație între caracteristicile mecanice ale motoarelor cu magneți permanenți

În figura 4.1. se pot observa caracteristicile mecanice diferite pentru tensiuni de alimentare diferite, punctul de funcționare ce corespunde puterii maxime a motorului, dar, și în general faptul că turația peste o anumită valoare nu mai poate fi crescută pentru o tensiune de alimentare dată. În schimb, pentru motorul sincron cu magneți permanenți, din figura 4.2 se poate observa că motorul poate funcționa după o hiperbolă în planul cuplu-turație, astfel încât, prin slăbire de câmp se poate crește turația motorului la valori mult mai mari decât la motorul de c.c. fără perii.

În continuare sunt prezentate tehnici mai speciale pentru extindere caracteristicii mecanice ale motorului de c.c. fără perii.

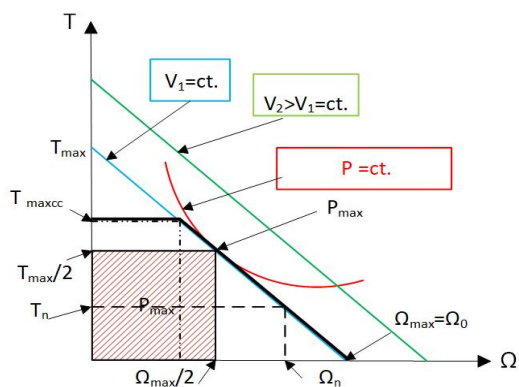


Fig. 4.1. Caracteristica mecanică T-Ω
A unui motor de c.c. fără perii.

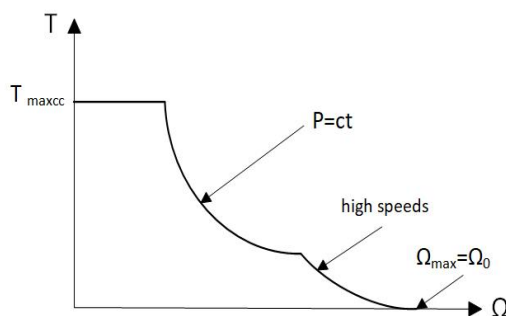


Fig. 4.2. Caracteristica T-Ω a unui motor
sincron cu magneți permanenți.

4.2. Comutația defazată înainte (*phase advance*)

În această parte, autorul face o analiză a metodei prin care, comandându-se comutarea curentului de fază în avans, tehnica numită *phase-advance*, se poate măria turația maximă (de mers în gol) a motorului, păstrându-se tensiunea de alimentare. În ciuda explicațiilor detaliate oferite în [51] utilizarea comutației în avans, implică niște dificultăți inerente și de aceea nu este prea des utilizată. Prin utilizarea acestei tehnici, raportul dintre turația nominală (*base speed*) și turația maximă de mers în gol se poate extinde la 1:3 [51,57,58], dar folosind și alte tehnici acest raport poate fi crescut la 1:8 [54, 55, 56, 59].

4.2.4.2. Întârzierea comutației (*dwell control*)

Una din tehnicile de control asociate cu *phase-advance* constă în întârzierea comutației curentului următoarei faze. Astfel, în mod obișnuit, o fază este parcursă de curent un timp de corespunde cu 120° electrice [10], dar această perioadă poate fi extinsă la o perioadă $120^\circ + \Delta$, dar nu poate depăși 180° . În figura 4.3. sunt reprezentate cu roșu t.e.m. induse, cu θ unghiul ce corespunde cu cât se realizează comutația în avans (*phase-advance angle*), iar cu $\Delta + 120^\circ$ unghiul electric ce corespunde conducției prelungite a fazei prin aplicarea tehnicii de *phase-advance* combinată cu *dwell-control*.

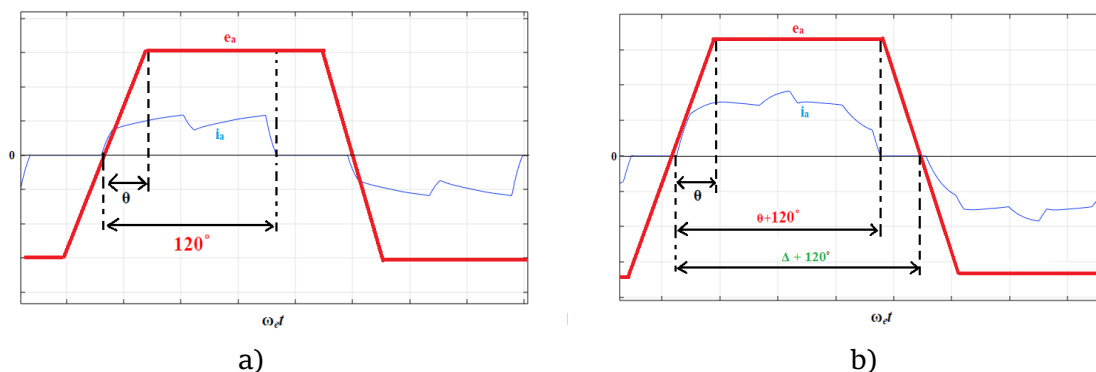


Fig. 4.3. T.e.m. (roșu) și curentul printr-o fază (albastru): a) comutație în avans
b) comutație în avans combinată cu *dwell control*.

5. Model MEF cuplat cu circuit electric al unui motor de c.c. fără perii

În acest capitol se prezintă modelare și optimizarea după multipli parametri geometrici a unui motor de curent continuu fără perii. Acest motor a fost necesar pentru antrenarea unei pompe hidraulice utilizate pentru răcirea echipamentelor unui satelit de dimensiuni reduse. Motorul este realizat cu patru poli și 12 crestături, figura 5.1.

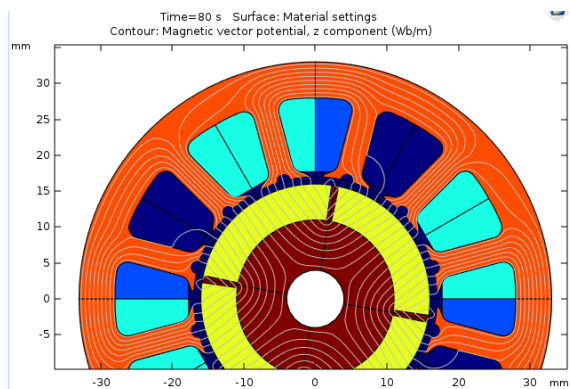
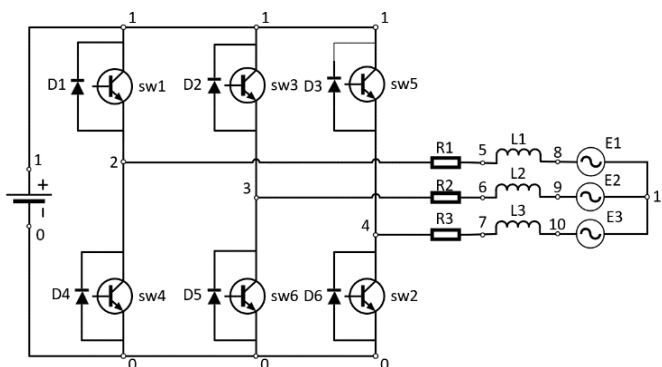


Fig. 5.1. Geometria motorului de c.c. fără perii: magneți permanenți (cu galben), tole stator (oranj), jugul rotorului (maro), aer și fazele inactive bleumarin), fazele alimentate (albastru și albastru deschis).

5.3.4. Modelarea motorului cu inverter trifazat

Partea complexă a modelului a constat în modelarea inverterului, figura 5.2. Ecuațiile ce descriu funcționarea acestuia au fost cuplate cu problema de câmp magnetic variabil în timp cu considerarea deplasării rotorului.

Fig. 5.2. Inverterul utilizat pentru alimentarea motorului de c.c. fără perii, implementat în COMSOL - în figură sunt marcate nodurile așa cum apar în modelarea numerică.



Tranzistorii sunt modelați ca niște întrerupătoare sw_1, sw_2, \dots, sw_6 simulate ca niște rezistențe cu valoarea:

$$R_{sw_k} = 10^{12} - wv_k(t) \times 10^{12} - 0.001 \quad (5.1)$$

unde $wv_k(t)$ este o funcție periodică dreptunghiulară ce ia valorile 1 sau -1 și are o perioadă de $1/3$ din perioada electrică a motorului. O valoare mare, arbitrară de 10^{12} a fost dată rezistenței R_{sw} pentru a simula faptul că tranzistorul nu conduce.

Cu ajutorul modelului MEF cuplat cu ecuațiile circuitului inverterului de curent, au fost calculate formele curenților de fază pentru diferite tensiuni de alimentare, figura 5.3.

Modelul a fost apoi dezvoltat pentru a putea modela o limitare superioară a valorii curentului debitat de inverter. Limitarea curentului a fost implementată utilizând o funcție dreptunghiulară $rect1$, ce ia valoarea 1 când curentul este în intervalul $[0, I_{max}]$ și valoarea 0 când curentul este în afara acestui interval.

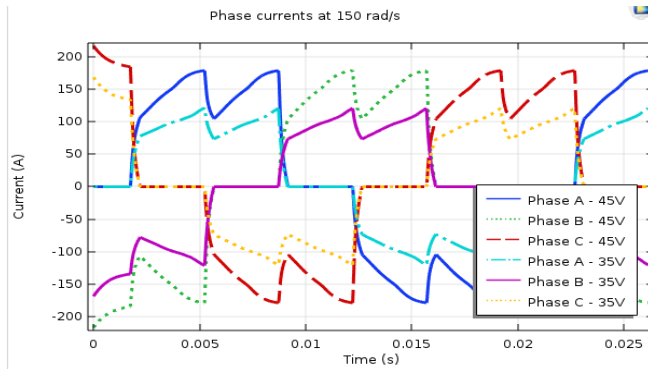


Fig. 5.3. Forma curenților de fază determinați la turație redusă și tensiune de alimentare: a) 35 V și b) 45 V.

Funcția *rect1* a fost utilizată pentru a modula sursa de tensiune (similar unui chopper de tensiune) după relația:

$$V = 45V \times \text{rect1} \times (-\text{cir.V1_i}), \quad (5.2)$$

unde - cir.V1_i reprezintă curentul produs de inverter. Rezultatele obținute cu și fără limitarea curentului pentru o viteză unghiulară de 150 rad/s când motorul este alimentat la 45V sunt prezentate în figura 5.4 (curenții de fază) și figura 5.5 (variația cuplului).

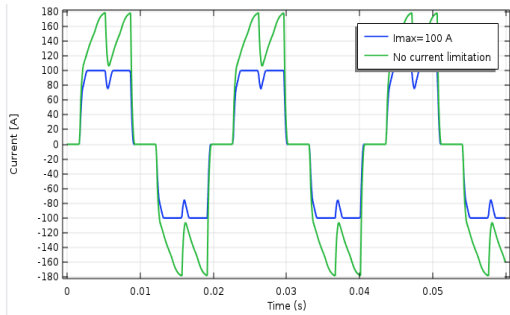


Fig. 5.4. Curentul printr-o fază – verde – fără limitarea curentului, albastru – cu limitarea curentului.

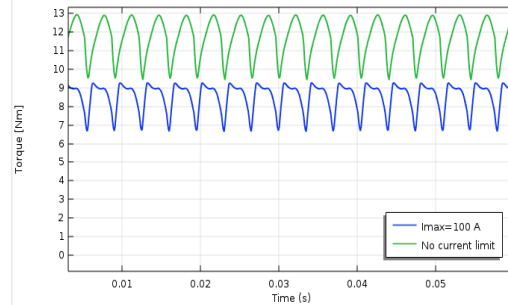


Fig. 5.5. Variația cuplului cu poziția – verde – fără limitarea curentului, albastru – cu limitarea curentului prin fază.

5.3.5. Implementarea *phase-advance* și *dwell control*

Atât comutația avansată și *dwell-control* au fost studiate în diferite lucrări de cercetare și au fost propuse diferite soluții pentru implementarea lor practică [9],[51],[61], rezultatele fiind obținute însă prin modele simplificatoare realizate în Simulink [51].

În această lucrare a fost considerat modelul real ce ține cont de neliniaritatea magnetică și de reluctanța magnetică variabilă produsă de mișcarea rotorului (neglijabilă însă pentru motorul studiat). Modelarea în COMSOL a *phase-advance* și a *dwell-control* s-a realizat prin modificarea definiției funcțiilor periodice dreptunghiulare *sw1*, *sw2*, ..., *sw6*. Astfel, perioada de 1/3 din perioada electrică a fost modificată să includă și comutația întârziată devenind $1/3 + \text{dwell}$, *dwell* fiind timpul de întârziere a comutației raportat la perioada electrică *T*, iar faza semnalelor dreptunghiulare devine:

$$\text{Phase} = (-t_k + PA) \times p \times \text{omega} \quad (5.3)$$

unde t_k reprezintă momentele de comutație normală (conform semnalelor senzorilor Hall) a celor șase tranzistori, *PA* timpul de comutație în avans.

În figurile 5.6 și 5.7 se arată modificarea variației cuplului și respectiv a curenților de fază pentru diferite unghiuri de comutație avansată, respectiv pentru $PA = T/15$ și $T/7$, comparat cu situația când nu s-a aplicat *phase-advance*.

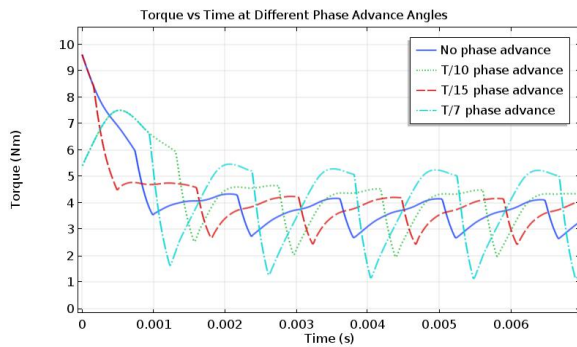


Figura 5.6. Cuplul electromagnetic pentru PA: 0, T/15, T/10 și T/7.

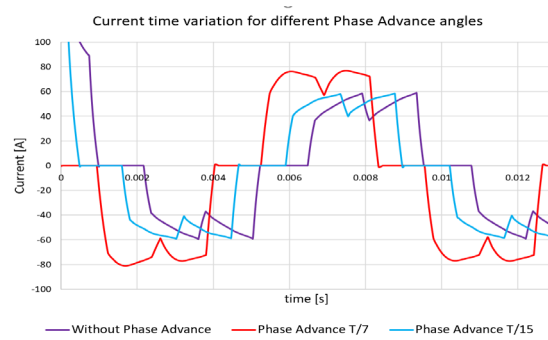


Figura 5.7. Curentul printr-o fază atunci când se aplică *phase-advance* cu PA: 0, T/15, T/7.

Aplicând un unghi de comutație rapidă cu un avans de până la 60° electrice, raportul dintre turația maximă și turația nominală a crescut de la 2,3:1, ceea ce reprezintă o creștere 33% a turației maxime a motorului. În figura 5.8 sunt prezentate caracteristicile mecanice ale motorului studiat, calculate cu modelul de câmp circuit pentru diferite unghiuri de avans al fazei.

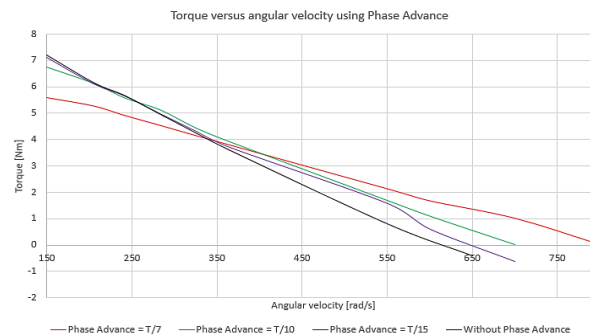


Fig. 5.8. Caracteristicile mecanice calculate pentru turație mare folosind *phase-advance*: negru – comutație normală, violet – 36° avans, verde – 24° avans, roșu – 51.4° avans.

Caracteristicile mecanice se pot modifica și mai mult în sensul creșterii performanțelor motorului pentru aceeași tensiune de alimentare, prin aplicarea *dwell-control*, fig. 5.9.

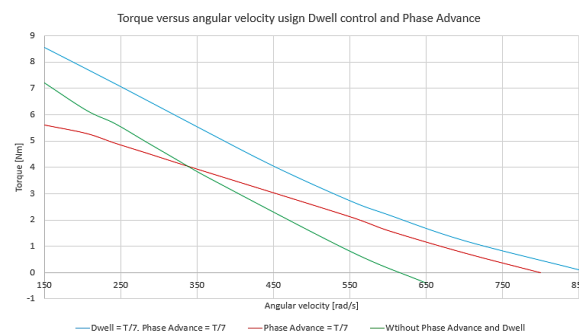


Fig.5.9. Caracteristicile mecanice calculate pentru turație mare folosind *phase-advance* și *dwell-control*: verde – caracteristica naturală, roșu, fără *dwell* și PA = T/7 PA, albastru – *dwell control* echivalent cu T/7 și PA = T/7.

Odată cu aplicarea tehnicii de *phase-advance* și de *dwell*, curentul de fază devine din ce în ce mai sinusoidal, figura 5.10, motorul de c.c. fără perii comportându-se mai mult ca un motor sincron cu magneti permanenți cu slăbire de flux

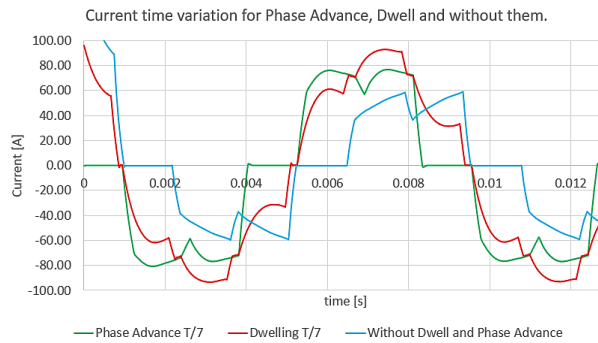


Fig. 5.10. Curentul de fază: a) albastru – comutație normală, b) verde – *phase advance* cu $PA = T/7$, c) roșu – *phase advance* cu $PA = T/7$ și *dwell control* cu $T/7$.

5.3.6. Modelarea numerică a unui invertor cu limitarea curentului prin histerezis

Pentru a modela limitarea curentului altfel decât arătat mai sus, a fost implementat un model mai realist bazat pe histerezisul curentului (tranzistorii conduc când curentul este sub o valoare minimă și deschid circuitul când curentul depășește această valoare, practic vorbim de un regim de choppare). Pentru a simula histerezisul curentului în jurul unei valori maxime a curentului a fost introdusă variabila *Sursa*; aceasta ia valoarea “0” când curentul de fază I_{ph} se află pe ramura ascendentă a histerezisului și valoarea “1” după ce atinge valoarea maximă I_{max} și curentul descrește, după o regulă implementată astfel:

```

if  $I_{ph} > I_{max}$  then Sursa = 1,
    else (if  $I_{ph} > I_{max}$  then Sursa = 1,
        else Sursa = Sursa).
```

În figurile 5.11 și 5.12 sunt reprezentați curenții de fază cu limitarea curentului și tensiunea choppată și respectiv curbele cuplului electromagnetic cu și fără limitarea curentului.

Limitarea curentului nu este necesară numai din punctul de vedere al invertorului (pentru a evita supraîncălzirea acestuia), dar are efectul de a limita oscilația cuplului, dar această reducere se face cu diminuarea cuplului mediu.

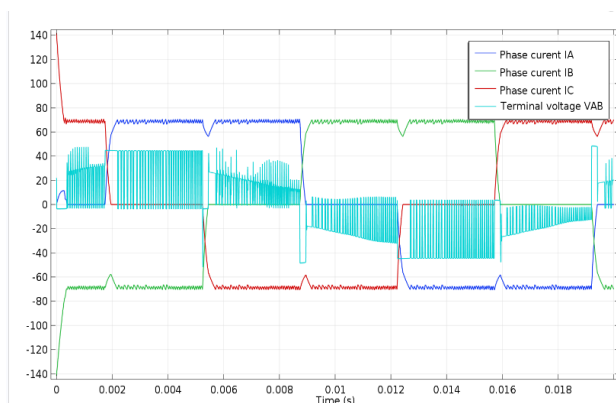


Fig. 5.11. Curenții de fază și (cu albastru) tensiunea între bornele A și B.

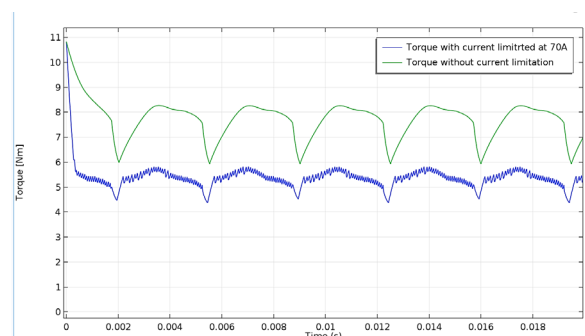


Fig. 5.12. Cuplul electromagnetic: verde – fără limitarea curentului, albastru – cu limitarea curentului.

6. Calculul curenților turbionari în cămașa interioară a unui rotor

Aplicația se referă la un motor de c.c. fără perii care este utilizat la o pompă hidraulică. Conform soluției constructive, prin întrefierul motorului trece o parte din lichidul de răcire ce este folosit de pompă. Astfel, pentru a evita contaminarea statorului, acesta se căptușește cu o cămașă interioară metalică. Există și soluția de a folosi o rășină, ceea ar duce practic la eliminarea curenților induși din această cămașă. Totuși, din cauza rezistenței mecanice reduse și a dimensiunilor mari, soluția cu cămașă realizată din material izolant a fost abandonată.

Față de aplicațiile anterioare, în acest capitol se prezintă și un calcul tridimensional al curenților induși în cămașa statorului, prin realizarea unui model MEF de câmp magnetic cvasistaționar cu considerarea mișcării rotorului. Discretizarea în elemente finite a domeniului de calcul, precum și harta de culoare a curenților din motor sunt reprezentate în figurile 6.1 și respectiv 6.2.

Pierderile prin curenți turbionari obținute cu modelul 3D au fost de 69W față de 84 W obținuți cu ajutorul modelului bidimensional. Bobinele sunt reprezentate în modelul tridimensional cu geometria lor reală (se ține cont de forma capetelor de bobine), COMSOL având un modul care permite calculul distribuției densității de curent în funcție de forma conductoarelor.

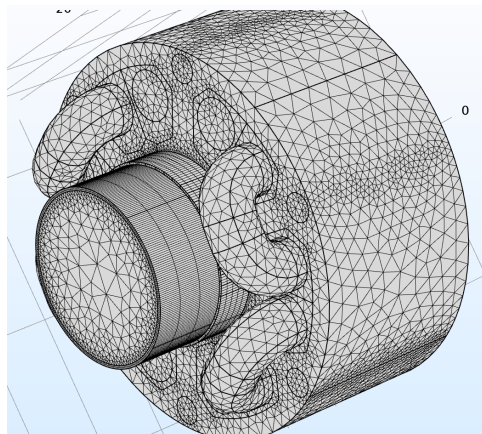


Fig. 6.1. Domeniul de calcul discretizat în elemente finite.

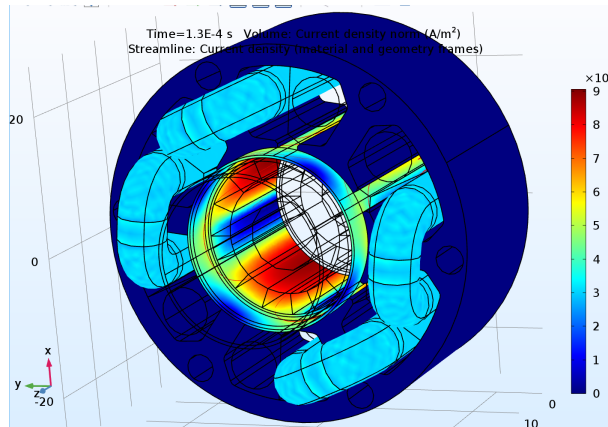


Fig. 6.2. Distribuția densității de curent în motor.

7. Calculul oscilațiilor amortizate ale unui actuator cu unghi limitat

Actuatorul cu unghi limitat (*Limited Angle Transducer – LAT*) este utilizat la acționarea unei valve a unui amplificator hidraulic în două trepte utilizat în aplicații aeronautice sau de spațiu. La aplicarea unui curent electric, actuatorul se deplasează cu un unghi proporțional, în intervalul $-15 \div +15$ grade mecanice [72-74]. Pentru amortizarea

oscilațiilor în creștăturile statorului s-a plasat și o înfășurare de amortizare scurtcircuitată. Factorul de amortizare F este dat de relația:

$$T_{em} = F\Omega, \quad F = 2Z\sqrt{\rho J} \quad (7.1)$$

Unde Z este raportul de amortizare, iar ρ este densitatea materialului. Deoarece cuplul electromagnetic poate să nu varieze proporțional cu unghiul, ca în ecuația (7.1), atunci este preferabil să se calculeze factorul de amortizare în mod direct [76]:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{2\pi}{\ln(x_0/x_1)} \right]^2}} \quad (7.2)$$

în care x_0 și x_1 sunt amplitudinile oscilațiilor unghiului/poziției actuatorului.

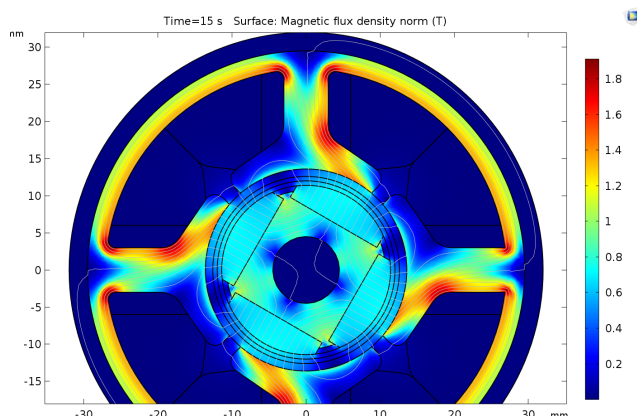


Fig. 7.1. Secțiune prin actuator – distribuția inducției magnetice și liniile câmpului magnetic.

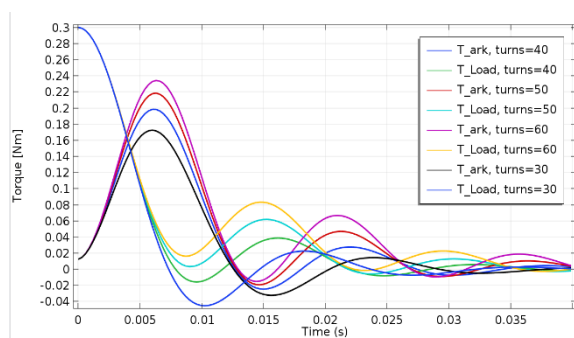


Fig. 7.2. Cuplul electromagnetic și cuplul de sarcină (proporțional cu unghiul de deplasare).

Modelul bidimensional al câmpului magnetic din actuator a fost utilizat pentru modelarea și optimizarea actuatorului pentru a produce un cuplul cât mai liniar funcție de curent prin înfășurare, figura 7.1. Apoi modelul a fost cuplat cu ecuația de circuit a înfășurării de amortizare scurtcircuitată și cu ecuația de mișcare în care s-a introdus ca și cuplu de sarcină cuplul produs de un resort cu constanta de $2 \text{ mN}\cdot\text{m}/^\circ$. Astfel s-au putut calcula variațiile cuplurilor la eliberarea actuatorului din poziția de 15° , figura 7.2.

De asemenea, oscilațiile se atenuează mai rapid dacă în ecuația de mișcare este introdus și un cuplu vâcos, figura 7.3. Dacă în locul înfășurării de amortizare se folosește o cămașă din cupru pe interiorul statorului, aceasta, prin curenții turbionari induși are un efect de amortizare foarte eficient, figura 7.4.

Pentru a calcula mai corect curenții induși în înfășurarea de amortizare și în cămașa rotorului (care este mai lungă decât lungimea axială a rotorului), s-a realizat și un model tridimensional. Modelul a fost implementat utilizând modulul *Rotating Machinery, Magnetic* din COMSOL, ce a permis utilizarea potențialului magnetic scalar V_m în zona rotorului unde nu sunt înfășurări parcurse de curenți și potențialul magnetic vector \mathbf{A} în zona statorului unde sunt înfășurări parcurse de curenți, precum și curenții induși.

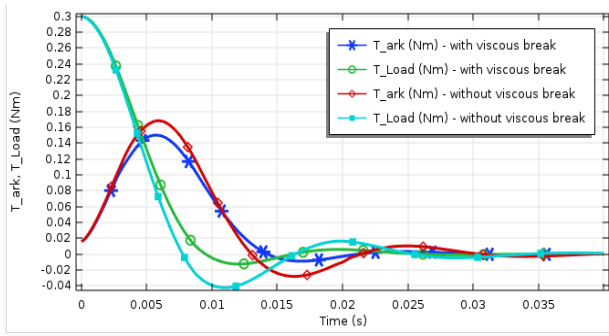


Fig. 7.3. Cuplul electromagnetic și de sarcină pentru amortizare cu și fără considerarea frecării vâscoase.

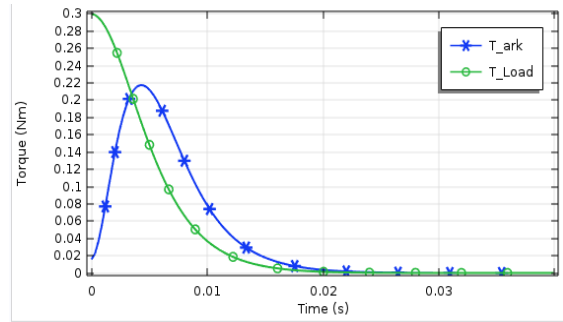


Fig. 7.4 (dreapta sus) – oscilația cuplurilor la amortizarea cu cămașă de cupru în stator.

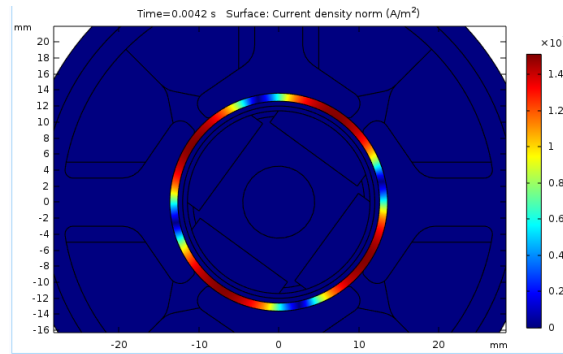


Fig. 7.5. (dreapta jos) – curenții induși în cămașa statorului realizează amortizarea oscilațiilor rotorului.

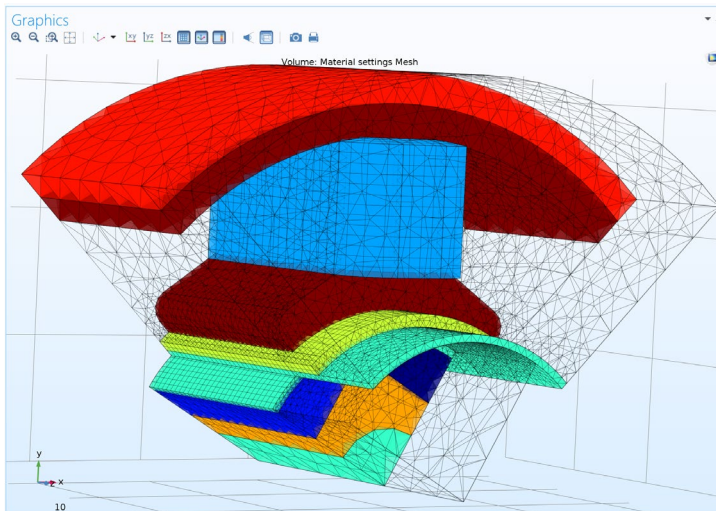
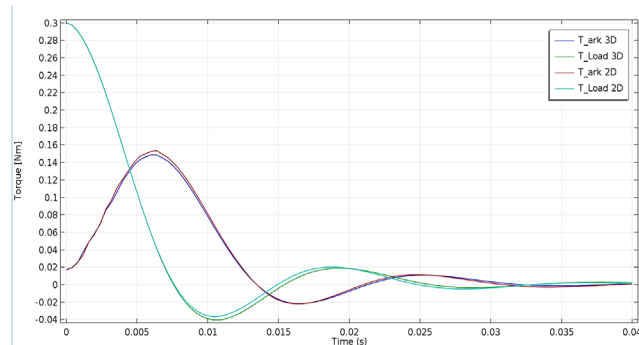


Fig. 7.6. Domeniul de calcul 3D a actuatoarei: roșu – carcasa, maro – tolele statorului, albastru – înfășurarea de amortizare, galben – cămașă stator, verde – aer, bleumarin – magneți permanenți, oranj – jugul rotorului.

Oscilația rotorului (dată de variația cuplului de sarcină, proporțional cu poziția rotorului) determinată din modelul bidimensional și cea calculată cu ajutorul modelului tridimensional, nu diferă mult, figura 7.7. Curenții induși sunt reprezentați în figura 7.8.

Fig. 7.7. Comparația dintre variațiile cuplului electromagnetic și de sarcină calculate cu modelul bi- și tri-dimensional



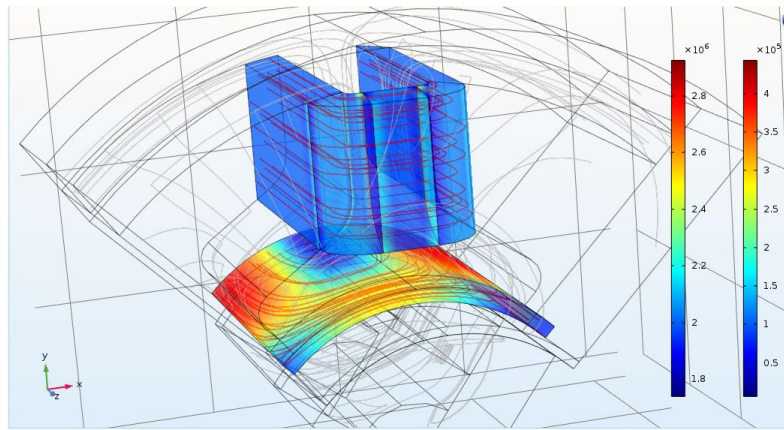


Fig. 7.8. Densitatea de curent din înfășurarea de amortizare și din cămașa statorului; liniile de câmp magnetic sunt trasate cu gri.

8.0 analiză comprehensivă prin modelare numerică unui motor sincron cu magneți permanenți

În acest capitol autorul prezintă o analiză bazată pe modelare numerică a unui motor sincron cu magneți permanenți ce funcționează la o turație redusă de 1/60 rot/s și cu cuplul de agățare neglijabil. Motorul are o configurație de tip șaibă și nu are carcasă, iar dimensiunile geometrice sunt impuse. Pentru a reduce cuplul de agățare s-au calculat trei topologii diferite: un motor cu 40 de poli și 48 de creștături, unul cu 56 de poli și 48 de creștături și respectiv cu 44 de poli și 60 de creștături, ultima variantă fiind cea aleasă.

În figura 8.1 se prezintă un detaliu al geometriei secțiunii studiate a motorului, cu ocuparea creștăturilor de bobinele unei faze (cu albastru laturile de ducere, iar cu verde laturile de întoarcere). Problema de câmp magnetic a fost cuplată cu ecuațiile circuitului statorului și s-a considerat mișcarea rotorului folosind modulul *Rotating Machinery, Magnetic* a COMSOL.

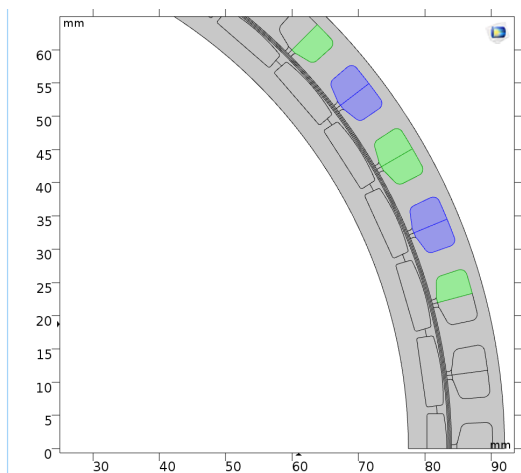


Fig. 8.1. Detaliu al domeniului de calcul: cu albastru laturile de ducere ale bobinelor unei faze, cu verde, laturile de întoarcere.

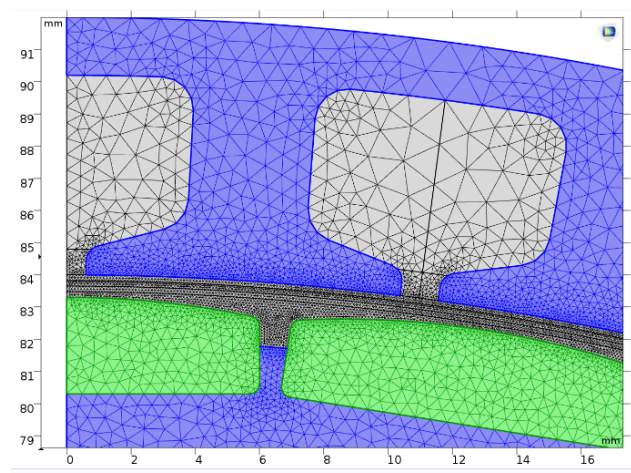


Fig. 8.2. Detaliu la nivelul întrefierului a rețelei de discretizare.

8.2.2. Optimizarea curbei cuplu-poziție

Această optimizare s-a realizat prin parametrizarea completă a geometriei motorului și prin modificare succesivă a valorilor acestor mărimi geometrice pentru a obține un cuplu cu oscilații cât mai reduse, și un cuplu de agățare cât mai redus. În figurile 8.3 și 8.4 sunt prezentate variațiile în timp a cuplului electromagnetic pentru diferite valori ale razelor magnetilor permanenți și respectiv, pentru diferite înălțimi ale magnetilor.

În figurile 8.5 și 8.6 sunt prezentate variațiile în timp a cuplului electromagnetic pentru diferite valori ale întrefierului, respectiv ale jugului statoric.

În mod similar s-au modificat și alți parametrii geometrice și s-a analizat influența acestora asupra formei de variație a cuplului. O analiză similară s-a realizat și pentru cuplul de agățare – în figurile 8.7 și 8.7 unt prezentate curbele cuplului de agățare pentru diferite valori ale lățimii magnetului și respectiv ale dimensiunii istmului creștăturii.

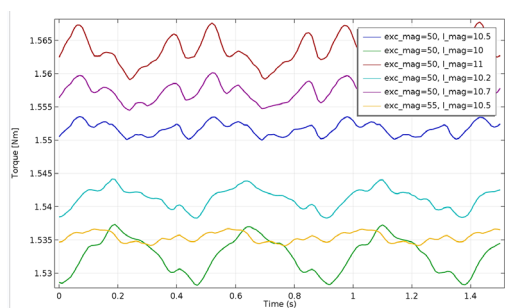


Fig. 8.3. Cuplul electromagnetic pentru diferite raze ale magnetului (*exc_mag* – valoare mai mare înseamnă rază redusă a magnetului față de raza întrefierului).

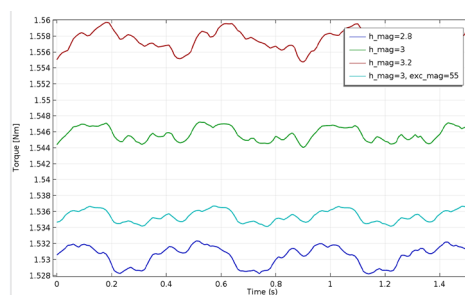


Fig. 8.4. Cuplul electromagnetic pentru diferite înălțimi ale magnetului *h_mag*.

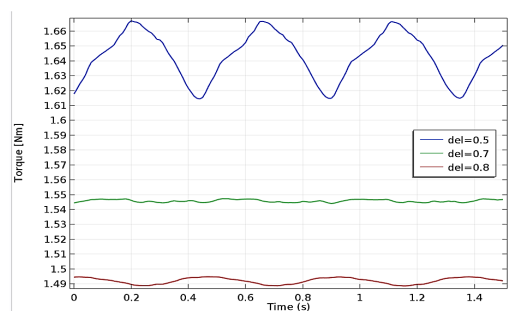


Fig. 8.5. Cuplul electromagnetic pentru diferite valori *del* ale întrefierului.

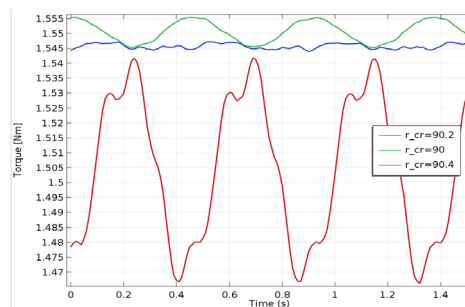


Fig. 8.6. Cuplul electromagnetic pentru diferite înălțimi ale jugului statorului.

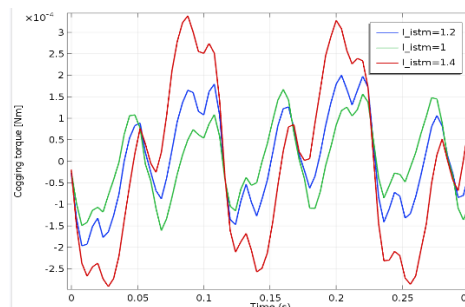
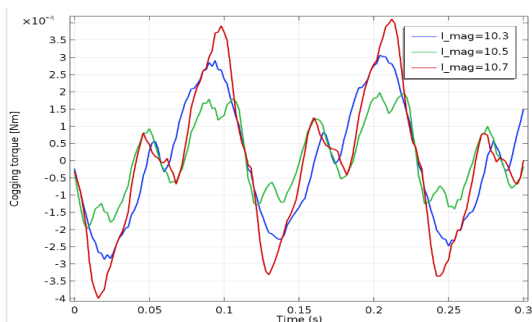


Fig. 8.7. Cuplul de agățare pentru diferite lățimi ale magnetului, L_{mag} .

Fig. 8.8. Cuplul de agățare pentru diferite lărgimi ale istmului creștăturii l_{istm} .

8.2.3. Efectul nesimetriilor constructive asupra oscilației cuplului

Au fost modelate trei situații: centrul de rotație al rotorului diferit de centrul cercului interior al statorului (întrefier neuniform, dar invariabil în timp), centrul de rotație al rotorului coincide cu centrul razei interioare a statorului dar nu și cu centrul cercului rotorului (întrefier ce se modifică odată cu învârtirea rotorului), și stator eliptic la interior. Curbele de variație a cuplului sunt prezentate în figurile 8.9 și 8.10.

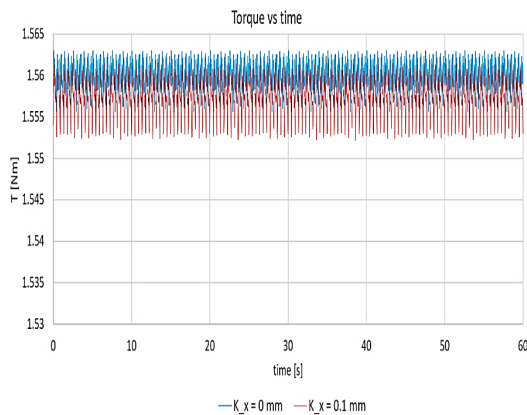


Fig. 8.9. Variația cuplului cu rotorul în centrul statorului (albastru) și cu rotorul plasat excentric (roșu).

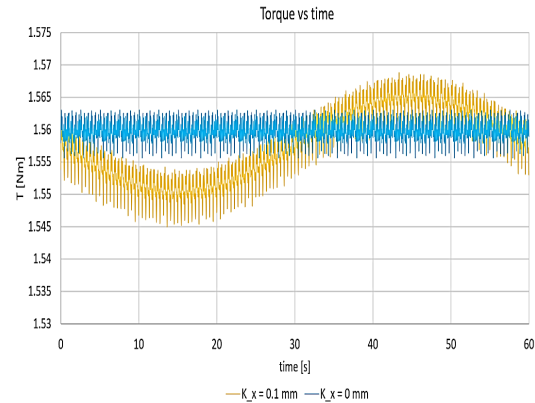


Fig. 8.10. Variația cuplului cu rotorul în centrul statorului (albastru) și cu rotorul excentric față de punctul de rotație (roșu).

8.2.5. O analiză termică a motorului cu ajutorul MEF

Trei modele termice au fost dezvoltate cu ajutorul COMSOL pentru a simula diferite situații de funcționare ale motorului: a) motorul cedează căldură prin radiație numai pe suprafețele exterioară și interioară a statorului, b) motorul nu cedează căldură spre exterior (condiții adiabatic pe frontiera domeniului), dar statorul cedează căldură către rotor prin radiație și c) motorul cedează căldură prin convecție pe suprafețele interioară și exterioară ale statorului pe care s-a impus o temperatură a mediului ambiant de 85°C.

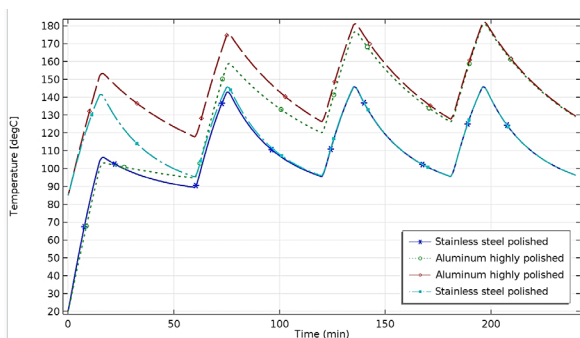


Fig. 8.13. Variația temperaturii în punctul cel mai cald (primul model termic) la o funcționare intermitentă 15 min on, 45 min. off, pentru două valori ale emisivității de 0.1 și 0.04, plecând de la temperatura inițială de 20°C și respectiv 85°C.

Modelele termice sunt variabile în timp și au permis analiza variației temperaturii în punctul cel mai cald al motorului (în mijlocul creștăturii), figurile 8.13 și 8.14. În figura 8.15. se prezintă distribuția temperaturii pentru al treilea model termic după 196 de minute de funcționare intermitentă (15 minute on, 45 minute off).

Fig. 8.14. Variația temperaturii în punctul cel mai cald (al doilea model termic) la o funcționare intermitentă 15 min on, 45 min. off, pentru două valori ale conductibilității termice a creștăturii, 0,01 W/mK (cu albastru) și respectiv 0,04 W/mK (cu verde) când temperatura inițială este de 20°C, și pentru 0,01 W/mK și temperatura inițială 85°C.

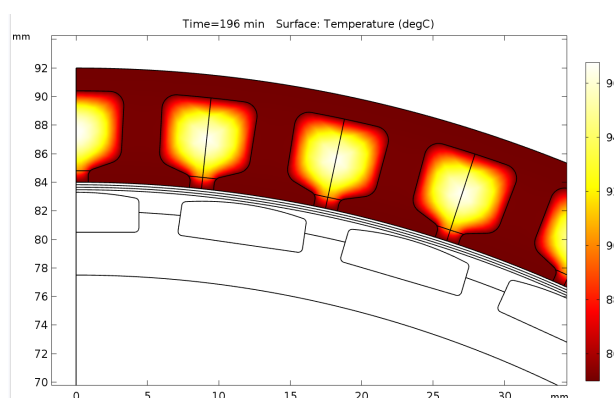
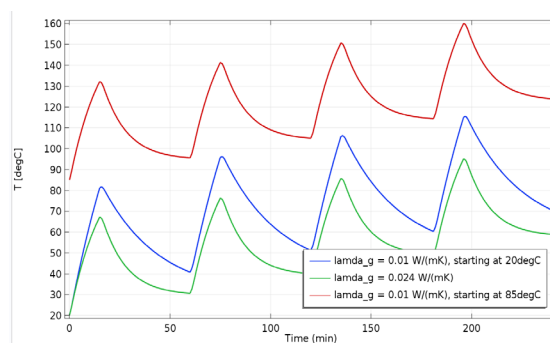


Fig. 8.15. Distribuția temperaturii în stator după 196 de minute de funcționare intermitentă, considerând conductibilitatea termică a creștăturii $\lambda = 0.024 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$.

9. Modelarea unui motor asincron în COMSOL

La momentul redactării lucrării prezente, pe site-ul oficial al COMSOL nu exista o modelare a mașinii asincrone ca cea prezentată aici. Acest lucru este justificat de dificultatea de a implementa un asemenea model, și în special de aspectele legate de formularea propriu-zisă cât și de convergența slabă a soluției. În lucrare se prezintă modelarea în domeniul frecvență (*frequency domain*) folosind reprezentarea în complex a mărimilor variabile sinusoidal cu aceeași frecvență, precum și o modelare a câmpului magnetic cvasistaționar din motor fără considerarea efectului armonicilor de dantură (cu considerarea rotorului fix).

9.2.1. Modelul numeric folosind reprezentarea complexă a mărimilor variabile în timp

Acesta se bazează pe considerarea variației sinusoidală a tuturor mărimilor electrice și magnetice din mașină, lucru nu tocmai adevărat din cauza saturației magnetice. Câmpul magnetic definit în acest mod respectă ecuația potențialului magnetic vector în formularea complexă:

$$\text{rot}[(1/\mu)\text{rot}\underline{\mathbf{A}}] = \underline{\mathbf{J}}_s - j\sigma\omega\underline{\mathbf{A}} \quad (9.1)$$

în care, pentru a considera mișcarea rotorului (altfel fix în modelul geometric propriu-zis), curenții induși în barele rotorului au fost trecuți din frecvența f_2 în frecvența statorului f_1 după relația: $-j\sigma\omega_2\underline{\mathbf{A}} = -j\sigma\omega_1\underline{\mathbf{A}}$.

Prin schimbarea de variabilă

$$\underline{\mathbf{A}}(x, y, x, t) \rightarrow \underline{\mathbf{A}}(x, y, z) \quad (9.2)$$

Potențialul magnetic vector \mathbf{A} , o funcție de spațiu și timp este transformat în potențialul magnetic vector în formulare complexă $\underline{\mathbf{A}}$ care este o mărime invariantă în timp. De aceea, folosind formularea complexă este necesară rezolvarea numai a unei soluții de timp, din care poate apoi fi determinată distribuția câmpului magnetic la orice moment de timp:

$$\mathbf{A}(x, y, z, t) = \text{Re}\{\underline{\mathbf{A}}(x, y, z)e^{j\omega t}\} \quad (9.3)$$

Astfel, la ecuația de câmp (9.1) se adaugă ecuațiile circuitului statorului, înfășurarea trifazată din stator fiind alimentată cu tensiunea de fază $\underline{\mathbf{U}}_{ph}$:

$$\underline{\mathbf{U}}_{ph} = R\underline{\mathbf{I}}_{ph} + j\omega_1 L_u \underline{\mathbf{I}}_{ph} + j\omega_1 L_\sigma \underline{\mathbf{I}}_{ph} = R\underline{\mathbf{I}}_{ph} + j\omega_1 \underline{\Phi}_{u_{ph}} / \sqrt{2} + j\omega_1 L_\sigma \underline{\mathbf{I}}_{ph}, \quad (9.4)$$

$\underline{\Phi}_{u_{ph}}$ reprezintă fluxul util ce trece prin fazele înfășurării și este determinat din soluția de câmp (cu ajutorul acestuia se realizează legătură dintre soluția de câmp magnetic cu soluția ecuațiilor circuitului electric). La ecuațiile (9.1) și (9.4), se mai adaugă și ecuațiile corespunzătoare buclelor de curent formate de barele și segmentele inelelor de capăt ce le scurtcircuitează, după cum urmează:

$$-j\omega_1 s \underline{\Phi}_k / \sqrt{2} + (j\omega_1 L_{\sigma 2k} + R_{2k}) \underline{\mathbf{I}}_{2k} + j\omega_1 s \underline{\Phi}_{k+1} / \sqrt{2} + (j\omega_1 L_{\sigma 2k+1} + R_{2k+1}) \underline{\mathbf{I}}_{2k+1} = 0 \quad (9.5)$$

cu $\omega_1 = 2\pi f_1$ pulsația, $L_{\sigma 2k}$ și $L_{\sigma 2k+1}$ sunt inductivitățile corespunzătoare segmentelor inelelor de capăt ce scurtcircuitează barele “k” și “k+1”, R_k și R_{2k+1} sunt rezistențele segmentelor de inel corespunzătoare, iar $\underline{\Phi}_k$ este fluxul magnetic corespunzător barei “k”, iar $\underline{\mathbf{I}}_{2k}$ și $\underline{\mathbf{I}}_{2k+1}$ sunt curenții prin segmentele respective de inele.

Cuplul electromagnetic, ca și în aplicațiile prezentate anterior este calculat cu ajutorul relației lui Arrkio, care de această dată este adaptată pentru formularea folosind mărimi complexe:

$$M_{med} = \frac{L}{\mu(r_e - r_i)} \int_0^{2\pi} \int_{r_i}^{r_e} 0.5 \text{Re}\{\underline{\mathbf{B}}_n \cdot \underline{\mathbf{B}}_t^*\} r dr d\varphi \quad (9.6)$$

cu $\underline{\mathbf{B}}_n$ componenta normală a inducției magnetice, $\underline{\mathbf{B}}_t^*$ conjugata componentei tangențiale a inducției magnetice, r_e și r_i razele interioare și exterioare a domeniului de integrare (plasate la nivel de întrefier).

Pentru a ține cont de neliniaritatea magnetică într-un model bazat pe superpoziția efectelor, caracteristica de magnetizare este înlocuită cu o caracteristică de magnetizare efectivă $B_{eff} = f(H_{eff})$. O asemenea caracteristică este implementată în COMSOL [85] folosind o valoare echivalentă a inducției magnetice calculată cu metoda *Simple Energy* și respectiv *Average Energy*, după relațiile:

$$B_{SE} = \frac{2}{H} \int_0^H B(H) dH \quad (9.7)$$

$$B_{AE} = \frac{16}{TH} \int_0^{T/4} \left(\int_{H(0)}^{H(t)} B(H) dH \right) dt \quad (9.8)$$

Pe baza relației (9.5), inducția magnetică se determină pentru un moment dat de timp t ca $\mathbf{B}(x, y, z, t) = \text{Re}\{\mathbf{B}(x, y, z)e^{j\omega t}\}$; de aceea, reprezentarea corectă a distribuției inducției magnetice este dată nu de modulul mărimii complexe \mathbf{B} , ci de relația:

$$|\mathbf{B}| = |\text{Re}\{\mathbf{B}\}| = \sqrt{\text{Re}\{B_x\}^2 + \text{Re}\{B_y\}^2}, \quad (9.9)$$

iar liniile echipotențiale ale părții reale a potențialului magnetic vector \mathbf{A} , mărime complexă, reprezintă linii de câmp, după cum urmează:

$$|\mathbf{A}| = \text{ct.} \Leftrightarrow \text{Re}\{\mathbf{A}\} = \text{ct.} \Leftrightarrow \text{Re}\{A_z\} = \text{ct.} \quad (9.10)$$

Într-un mod similar se reprezintă harta densității de curent ca $\text{Re}\{\mathbf{J}\}$, unde mărimea complexă \mathbf{J} are numai componentă după direcția z .

În figurile 9.1.a) și 9.1.b) sunt reprezentate distribuțiile densității de curent, valorile instantanee (unde se vede efectul de refulare în bare), și respectiv modulul densității de curent, unde se observă că este același în toate barele rotorului.

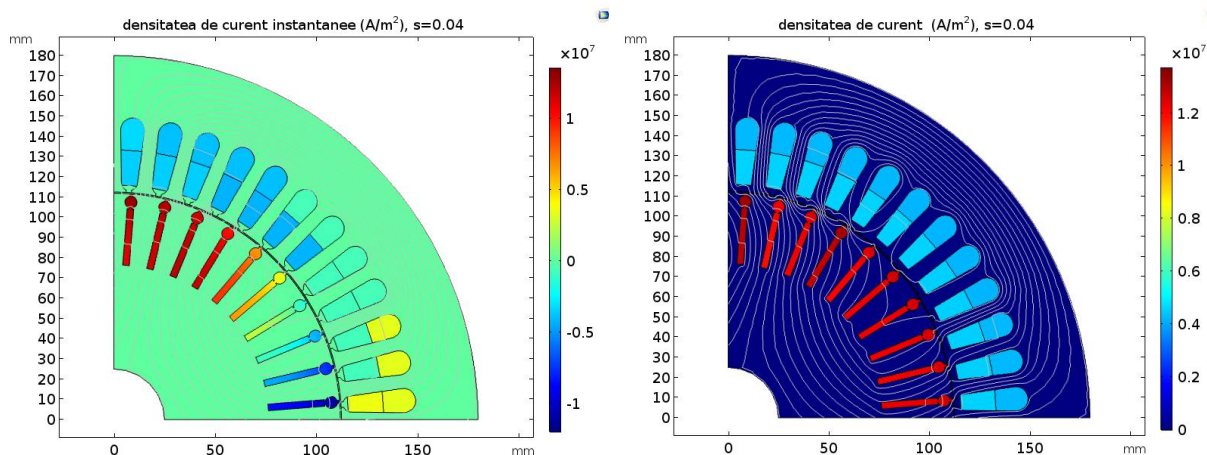


Fig. 9.1. Liniile de câmp magnetic și densitatea de curent pentru alunecarea $s=0.04$: valori instantanee (stânga), modulul densității de curent (dreapta).

În figura 9.2. sunt reprezentate distribuția inducției magnetice la turație nominală, alunecarea $s=0.04$, și la pornire, alunecarea $s=1$.

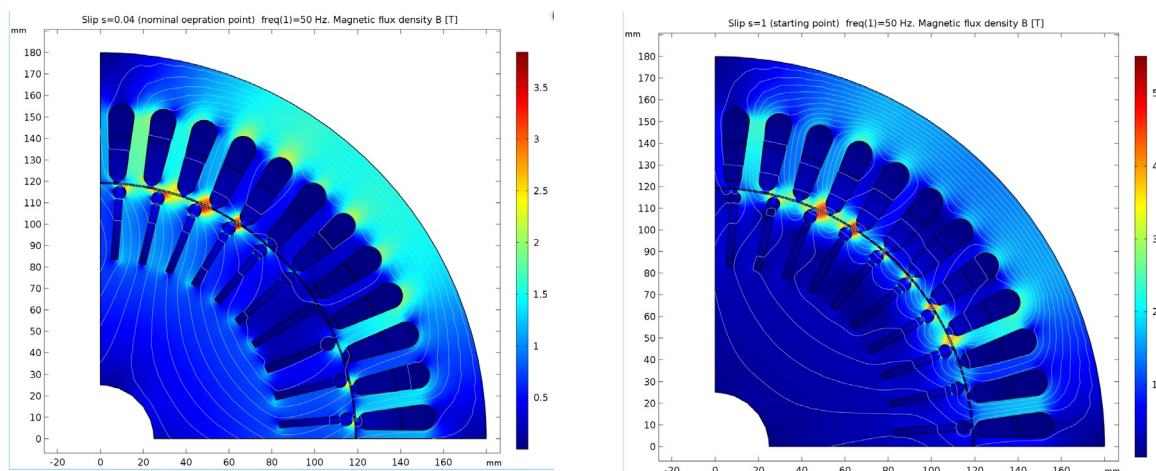


Fig. 9.2. Liniile de câmp magnetic și distribuția inducției magnetice pentru alunecarea $s=0.04$ (stânga) și $s=1$ (dreapta).

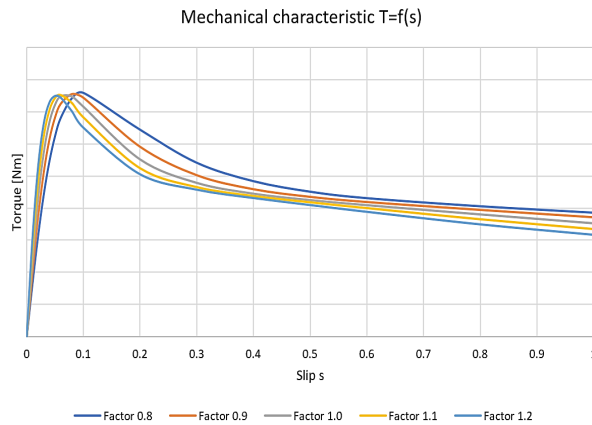


Fig. 9.3. Caracteristicile mecanice ale motorului asincron pentru diferite secțiuni ale barei de lucru.

Utilizând acest model MEF s-au putut calcula caracteristicile mecanice ale motorului în funcție de diferiți parametrii geometrici. În figura 9.3 sunt prezentate caracteristicile mecanice calculate pentru diferite secțiuni ale barelor coliviei de lucru.

Deoarece defazajul curenților induși în barele rotorului este mic, egal cu $\gamma = p \cdot 360^\circ / N_b$, cu $N_b = 40$ numărul de bare și $p = 2$ numărul de perechi de poli, iar modulul acestora este egal în toate barele, valorile complexe ale curenților din bare sunt apropiate. Atunci când soluțiile unui sistem de ecuații sunt apropiate, metoda de rezolvare a neliniarității Newton-Raphson converge greu sau deloc. De aceea, pentru studiul întregului motor cu 40 de bare în rotor a fost nevoie să se utilizeze un factor de amortizare a iterațiilor Newton-Raphson foarte redus de 0,08. Pentru analiza a unui sfert de motor, acest coeficient de amortizare a putut fi crescut la 0,2, dar, în același timp a fost necesară “închiderea” circuitului electric al rotorului prin conectarea barelor aflate la capătului sfertului de motor în așa fel încât curentul prin acestea să fie de sens opus (ceea ce reprezintă o condiție de anti-periodicitate în circuitul electric).

9.2.3. Modelul de câmp variabil în timp

Un model al câmpului magnetic variabil în timp cu considerarea curenților induși în barele rotorului cuplat cu ecuațiile de circuit ale statorului și ale circuitelor formate de barele și inelele de capăt ale rotorului a fost implementat în COMSOL. Rezultatele au fost comparate cu rezultatele obținute cu modelul ce utilizează reprezentarea în complex. În figura 9.4 se prezintă liniile de câmp magnetic și distribuție inducției magnetice la pornirea motorului ($s = 0$), după $t = 155$ ms, când procesul numeric tranzitoriu s-a stabilizat.

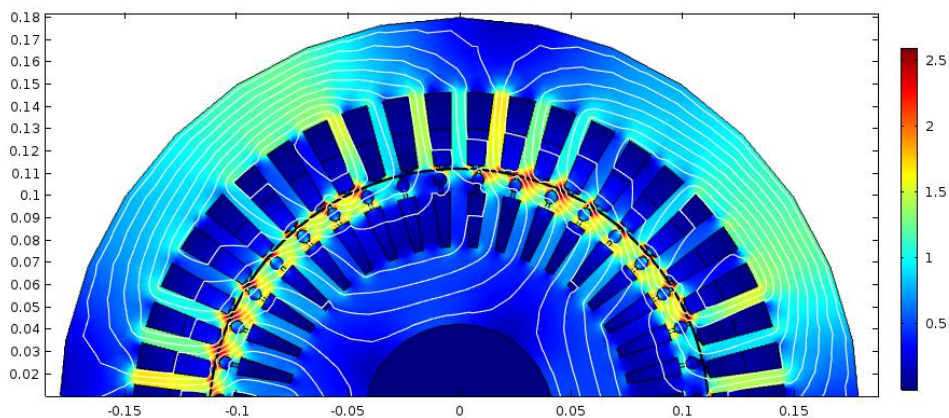


Fig. 9.4. Liniile câmpului magnetic și harta de culori a inducției magnetice la pornire, după 155 ms de la începutul rulării modelării variabile în timp.

La fel ca și modelul anterior, armonic, modelul variabil în timp consideră rotorul fix și transformă frecvența rotorului în cea a statorului ținând cont că $f_2 = sf_1$. Rezolvarea modelului este consumatoare de timp, deoarece se înregistrează un proces tranzitoriu numeric, de stabilizare a soluției.

Tabelul 9.1. Valori ale cuplului calculate cu cele două modele numerice

	Cuplul de pornire	Cuplul maxim
Modelul variabil în timp	359,68	638,81
Modelul armonic cu elemente de ordinul I	382,81	645,05
Modelul armonic cu elemente de ordinul II	377,68	698,89

Oscilația curenților de fază respectă procesul tranzitoriu real la alimentarea motorului, atunci când rotorul este calat, dar este diferit atunci când motorul se învârtă cu o turație dată. În figura 9.5. se poate observa forma curenților de fază pentru alunecarea $s = 1$ (rotor calat).

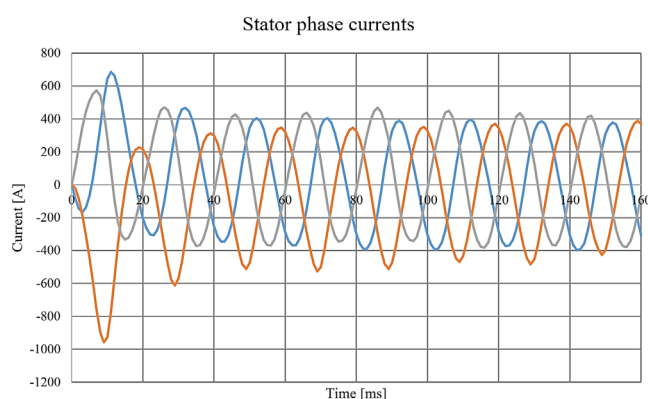


Fig. 9.5. Variația în timp a curenților prin cele trei faze ale înfășurării statorului pentru alunecarea $s=1$ (rotor calat).

10. Analiza MEF a unui motor pas cu pas, hibrid, bifazat

10.1. Introducere

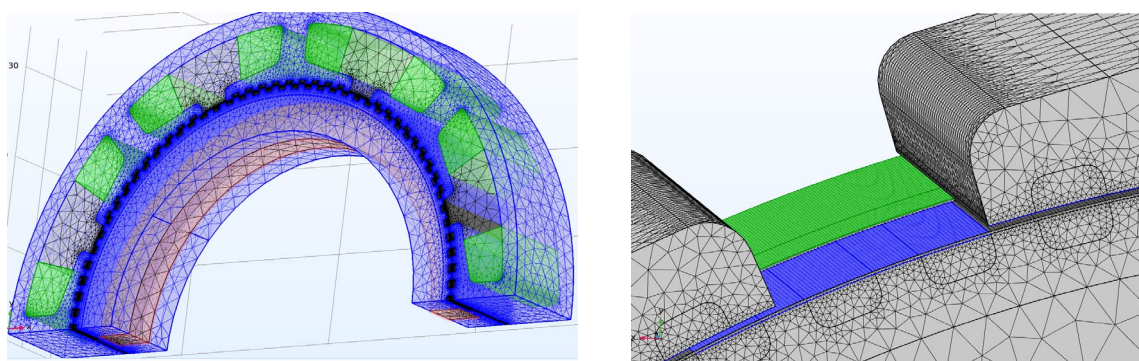
Cele mai des întâlnite Motoarele pas cu pas hibride sunt motoarele bifazate cu 1° sau 1.8° pasul de deplasare, dar există și motoare cu $0,3^\circ$ deplasare pe un pas. Printr-o tehnică de micro pășire, pasul poate fi redus la 0.036° , [90]. Acest motor, din cauza inductivității înfășurării, atunci când turația crește curentul nu are timp să crească suficient, iar cuplul produs de motor tinde spre zero [91]. De aceea, acesta este un motor care este mai degrabă un motor cu densitate mare de cuplu, turația maximă fiind destul de limitată. Aceasta poate fi mărită, iar stabilitatea de funcționare a motorului pas cu pas crescută prin aplicarea unei tehnici de comandă vectorială după câmp în buclă închisă. Totuși, datorită simplității, robusteții și preciziei de deplasare, multe dintre aceste motoare sunt comandate în buclă deschisă cu pas întreg sau semi-pas de deplasare.

Motorul pas cu pas hibrid este un motor dificil de modelat din mai multe puncte de vedere. Din cauza faptului că prin motor se închide atât un câmp magnetic transversal produs de înfășurările statorului cât și un câmp magnetic axial produs de magnetul permanent din rotor, modelarea nu poate fi realizată decât utilizând un model tridimensional. De asemenea, specific acestui motor este întrefierul de dimensiuni reduse, ceea ce implică utilizarea unei rețele de discretizare în elemente finite de dimensiuni foarte reduse. Modelările analitice produc rezultate aproximative [90], ca și modelele 2D hibride prin care se încearcă adăugarea contribuției câmpului axial la un studiu bidimensional al câmpului transversal din motor, prin niște condiții analitice suplimentare, de obicei impuse ca și condiții pe frontieră specială [92]. De aceea, numărul de lucrări ce studiază acest motor folosind modele tridimensionale este redus [93-94].

10.2. Modelul numeric

Motorul pas cu pas hibrid, bifazat, are lungimea pachetului de tole/a rotorului impusă, precum și diametrul interior și exterior al motorului. Motorul trebuie să aibă o rezistență a unei faze cât mai apropiată de 55Ω , dar nu mai mică și să producă un cuplul cât mai mare cu o constantă de timp electrică cât mai mică (să aibă inductivitatea unei faze cât mai redusă).

Modelul tridimensional folosit într-un prim studiu neglijează câmpul de scăpări și este implementat în COMSOL Multiphysics 5.6, utilizând modulul *Rotating Machinery, Magnetic*. La nivelul întrefierului există o suprafață cilindrică de alunecare (cu albastru, figura 10.1.b), dintre stator (fix) și rotor, care permite “coaserea” soluțiilor din cele două domenii (fix și mobil) fără refacerea rețelei de discretizare. Tot la nivelul întrefierului se conectează domeniul definit cu ajutorul potențialului magnetic vector (zona statorului cu surse de curent), de domeniul definit cu ajutorul potențialului scalar (zona rotorului în care nu sunt surse de curent), cu ajutorul unei suprafețe cilindrice reprezentate cu verde în Figura 10.1.b).



a) b) Fig.10.1. Discretizare în elemente finite: a) a domeniul de calcul (verde - zona înfășurărilor alimentate), albastru - circuitul magnetic, maro - magnetul permanent, b) detaliu al rețelei de discretizare la nivelul întrefierului - albastru suprafața de alunecare dintre stator și rotor, verde - suprafața de conectare a domeniilor A cu cele V_m .

10.3. Rezultatele numerice

Datorită simetriei fizice (geometrice și a surselor) s-a studiat numai jumătate din secțiunea transversală și jumătate din lungimea axială a mașinii (motorul este de tipul *double-stack*, format din două pachete rotorice identice, conectate în oglindă pe direcție axială), figura 10.2. Caracteristica cuplu-poziție rotor a fost calculată pentru deplasarea cu 0.05° , obținându-se o caracteristică statică a cuplului electromagnetică cu un număr mare de puncte. Pentru a reduce timpul de calcul, pasul de calcul a fost majorat la 0.08° .

Table 10.1. Timpul de calcul

	Caracteristică foarte detaliată	Caracteristică detaliată
pasul de deplasare	0.05°	0.08°
timpul de calcul ¹⁾	8h 21min	5h 14min
Numărul de necunoscute/noduri	4.577.754	4.577.754

- ¹⁾ Rezultatele au fost obținute cu un calculator personale cu procesor Intel i5-12600k și o memorie de 64GB RAM.

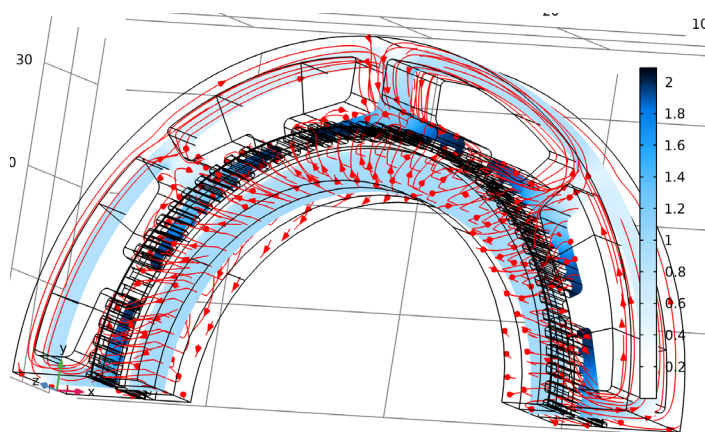


Fig. 10.2. Liniile de câmp magnetic (cu roșu) și distribuția inducției magnetice în mijlocul motorului (hartă de culoare cu albastru)

O comparație a cuplului de menținere în funcție de raportul dintre lățimea dintelui și pasul dentar λ este prezentată în figura 10.3. Pentru valori mai mici ale lui λ crește cuplul maxim, dar crește și cuplul de agățare (de reluctanță) a motorului. Curbe similare ale cuplului de menținere au fost obținute și la modificarea altor parametri geometrici precum înălțimea magnetului (figura 10.4), dimensiunea întrefierului (figura 10.5), distanța dintre coroanele rotorice (figura 10.6), etc.

Calculul numeric este dificil, aspecte importante fiind modul de realizare a rețelei de discretizare (din cauza întrefierului mic și a benzii de alunecare), precum și alegerea corespunzătoare a algoritmului de rezolvare a unui sistem de ecuații cu un număr foarte mare de necunoscute.

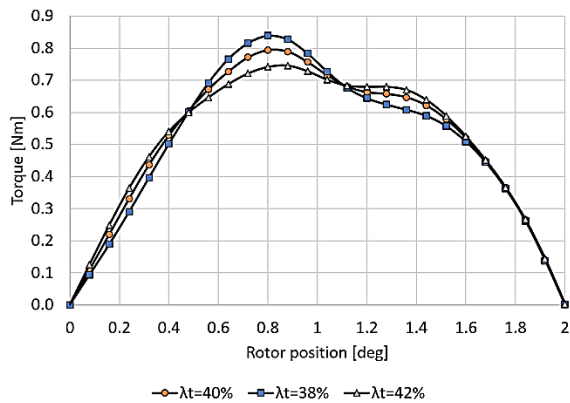


Fig. 10.3 Curba cuplului funcție de poziția rotorului pentru diferite valori ale lui λ

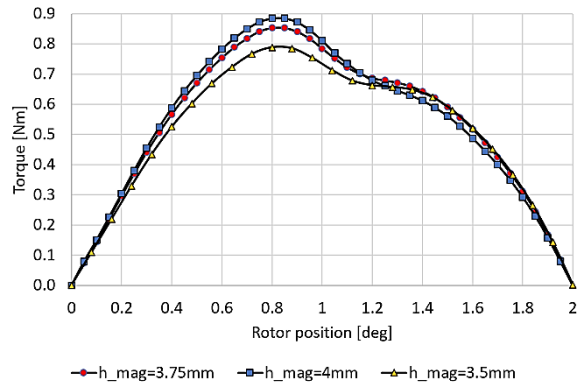


Fig. 10.4 Curba cuplului funcție de poziția rotorului pentru diferite înălțimi ale magnetului.

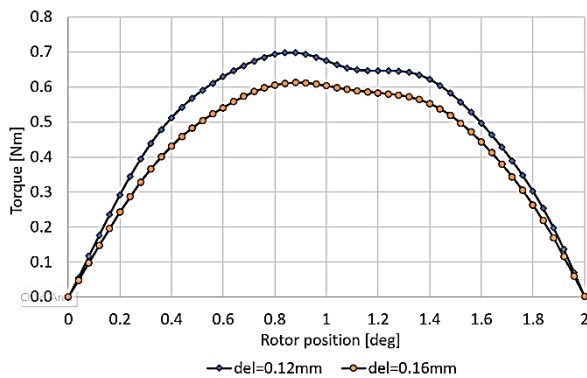


Fig. 10.5 Curba cuplului funcție de poziția rotorului pentru două valori ale întrefierului.

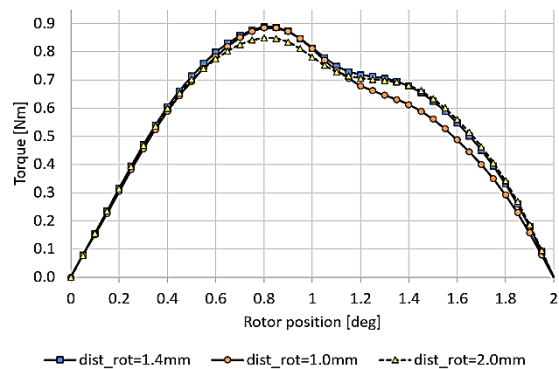


Fig. 10.6 Curba cuplului funcție de poziția rotorului pentru diferite distanțe între coroanele rotorice.

10.5. Un model îmbunătățit

Pentru a ține cont de câmpul magnetic de scăpări și în special a câmpului magnetic ce se închide pe sub magnetul permanent, a fost dezvoltat un nou model tridimensional, figura 10.6. În afară de aerul ce înconjoară motorul pas cu pas, acest model conține și capetele de bobină ale înfășurărilor alimentate cu curent. Bobinele sunt definite în COMSOL ca fiind de tip “numeric”, distribuția densității de curent în bobină fiind determinată de geometria reală a acesteia. Pentru a reduce timpul de calcul și a crește precizia soluției, domeniul a fost considerat unitar (și nu divizat în două domenii distincte, cu bandă de alunecare între rotor și stator). Astfel, pentru fiecare poziție nouă a rotorului trebuie refăcută geometria și respectiv rețeaua de elemente finite.

Prin considerarea câmpului de dispersie, cuplul electromagnetic scade, iar curba cuplului funcție de poziția rotorului se modifică așa cum se observă în figura 10.7.

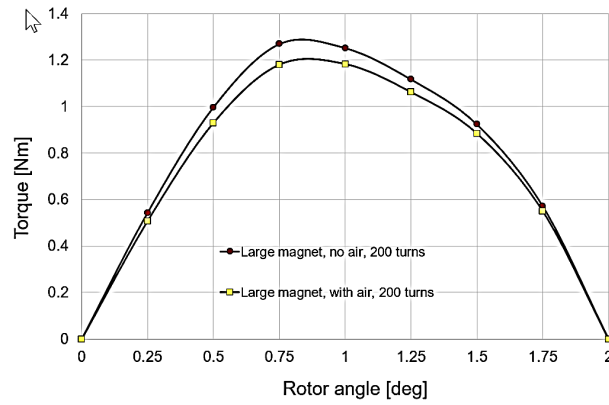


Fig.10.7. Curba cuplului de menținere funcție de poziția rotorului calculată cu: a) modelul ce nu ține cont de câmpul de dispersie (fără aer) și b) modelul ce ține cont de dispersie.

Față de modelarea altor mașini electrice unde, în general, pe suprafețele exterioare se poate impune o condiție de tip Dirichlet omogenă (câmpul nu părăsește motorul), pentru motorul studiat este nevoie de a se considera și câmpul de scăpări lateral (*fringing effect*) din zona dinților, dar și câmpul ce se închide pe sub magneți. O imagine a acestui câmp magnetic de scăpări se poate observa în figura 10.8.

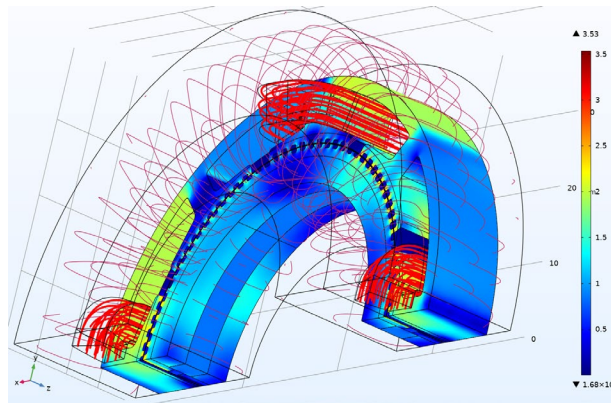


Fig. 10.8. Distribuția inducției magnetice în motorul pas cu pas, distribuția câmpului magnetic de scăpări din aer și liniile densității de curent din bobinele alimentate- $\frac{1}{4}$ din motor.

BIBLIOGRAFIE

(selectivă)

- [8] N. Bianchi, L. Alberti Michele Dai Prè, E. Fornasiero, *Theory and Design of Fractional-Slot PM Machines*, CLEUP, 2007.
- [9] J.R. Hendershot, T.J.E. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Machines*, Motor Design Books LLC; Second Edition, 2010.
- [10] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, 2nd ed.: The Writers' Collective, 2003.
- [12] N. Bianchi, S. Bolognani, M.D. Pre, G. Grezzani, *Design considerations for fractional-slot winding configurations of synchronous machines*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, No. 4, p.997-1006, 2006.
- [15] R. P. Praveen, M. H. Ravichandran, V. T. Sadasivan Achari, V. P. Jagathy Raj, G. Madhu, and G. R. Bindu, *A Novel Slotless Halbach-Array Permanent-Magnet Brushless DC Motor for Spacecraft Applications*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 9, p. 3553-3559, Sept. 2012.
- [26] Sandra M. Castano, J. W. Jiang, B. Bilgin, A. Sathyan, H. Dadkhah, A. Emadi, *An investigation of slot-pole combinations for interior permanent magnet synchronous machines with different magnet topologies*, IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), 2017.
- [51] C. C. Chan, J. Z. Jiang, W. Xia and K. T. Chau, *Novel wide range speed control of permanent magnet brushless motor drives*, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.10, 1995, pp. 539 - 546.
- [53] J. S. Lawler, J. M. Bailey, J. W. Mc Keever, and J. Pinto, *Limitations of the Conventional Phase Advance Method for Constant Power Operation of the Brushless DC Motor*, Proc. IEEE Southeast Conf., Apr. 2002, pp. 174-180.
- [69] O. Craiu, T.I. Ichim, *FEM - PWM Circuit Model of a Brushless DC Motor Using COMSOL*, 2020 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE), Bucharest, 2020.
- [72] Jeon, Juncheol & Nguyen, Hung & Han, Young-Min & Choi, S.. (2013), *Design and Evaluation of a Direct Drive Valve Actuated by Piezostack Actuator*. Advances in Mechanical Engineering, vol. 2013, paper ID 986812, 12 pages.
- [78] D. Staton, A. Boglietti, and A. Cavagnino, *Solving the more difficult aspects of electric motor thermal analysis in small and medium size industrial induction motors*, IEEE Trans. Energy Convers., vol. 20, no. 3, pp. 620-628, Sep. 2005.
- [90] C. Stuebig and B. Ponick, "Comparison of Calculation Methods for Hybrid Stepping Motors," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 2182-2189, Nov.-Dec. 2012.
- [91] P. Li, H. Lu and J. Shen, "Analysis method of dynamic torque-frequency characteristic of hybrid stepping motors," *2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2017, pp. 1-6.
- [95] M. Onsal, Y. Demir, M. Aydin and M. K. Guven, "Impact of Airgap on the Performance of 3-Phase Permanent Magnet Hybrid Stepper Motor," *IECON 2021 - 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2021, pp. 1-5.
- [97] K. R. Rajagopal, B. Singh and B. P. Singh, "Optimal tooth-geometry for specific performance requirements of a hybrid stepper motor," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 39, no. 5, pp. 3010-3012, Sept. 2003.
- [98] I. S. Duff, A. M. Erisman, and J. K. Reid. *Direct methods for sparse matrices*. Oxford University Press, London, 1986.
- [99] David M. Young, *Convergence properties of the symmetric and unsymmetric successive overrelaxation methods and related methods*, Math. Comp. 24 (1970), 793-807.