

# MODELAREA, REALIZAREA PRACTICĂ ȘI TESTAREA UNUI MOTOR PAS CU PAS HIBRID BIFAZAT: DIFICULTĂȚI ȘI PERSPECTIVE

Teodor Ionuț ICHIM<sup>1</sup>, Ovidiu CRAIU<sup>2</sup>

<sup>1,2</sup>UNST Politehnica București, Facultatea de Inginerie Electrică  
ichim\_teodor@yahoo.com<sup>1</sup>, ocraiu@yahoo.com<sup>2</sup>

**Rezumat.** Lucrarea prezintă modelarea tridimensională cu ajutorul metodei elementelor finite (MEF) a unui motor pas cu pas, bifazat hibrid (MPH), de dimensiuni reduse, cu pasul de deplasare de  $1^\circ$ . Caracteristica cuplului static și cuplul de menținere sunt determinate din soluția de câmp utilizând diferite modele MEF tridimensionale. Se explică dificultățile modelării unui motor cu anizotropie magnetică importantă, specifică acestui tip de motor care are atât câmp magnetic transversal cât și axial. Se prezintă aspectele importante ale realizării tehnologice ale acestui motor și se interpretează rezultatele experimentale obținute pentru MPH cu statorul realizat din tole.

## 1. INTRODUCERE

Datorită construcției speciale a MPH, determinarea cu precizie a caracteristicilor lor de funcționare, în special calculul caracteristicii mecanice statice, a cuplului de menținere și a caracteristicii cuplului de dantură (cuplu de reluctanță) este dificilă și necesită modelare numerică tridimensională. Așa cum s-a arătat în articole de specialitate, utilizarea modelelor MEF 2D la care au fost adăugate condiții speciale, precum condiții auxiliare pe frontieră obținute cu ajutorul calculelor analitice, nu poate conduce la rezultate foarte exacte [1,2]. În schimb, modelele 3D necesită un efort mare de calcul. Așa cum prezintă Stueberg în [3], pentru a calcula o singură poziție a rotorului unui MPH, în anul 2012, au fost necesare nu mai puțin de 29,5 de ore pentru o rețea de elemente finite cu 3,2 milioane de tetraedre. Lucrări anterioare, din anii '90, precum [4], în care se susține că s-a realizat o analiză prin modelare numerică tridimensională pentru identificarea geometriei optime a dinților unui MPH sunt greu credibile, datorită efortului imens de calcul necesar pentru a obține acele rezultate cu tehnica de calcul existentă în acel moment. A. Oswald în lucrarea [5] arată că nu este posibil calculul cuplului de menținere a MPH fără o modelare tridimensională.

Geometria specială a MPH este un alt factor pentru care modelarea numerică este atât de dificilă. Numărul mare de dinți din stator și rotor, cu dimensiuni reduse, precum și dimensiunile foarte mici ale întrefierului, implică realizarea unei rețele de discretizare fină, cu număr foarte mare de elemente finite.

Cel de al treilea factor care complică modelarea numerică a MPH este dat de anizotropia magnetică. Așa cum s-a arătat și de Muller în [6], câmpul magnetic axial se închide mult mai dificil pe direcția perpendiculară a pachetului de tole, deoarece acesta se închide nu numai prin fier, dar și prin izolația tolei. Astfel, permeabilitatea magnetică echivalentă pe direcția axială este mult mai mică decât permeabilitatea magnetică din planul transversal, adică domeniul este puternic neomogen. Acest lucru conduce la o matrice a MEF prost condiționată numeric, ceea ce la rândul ei duce o convergență slabă a soluției. De aceea, timpii de calcul cresc semnificativ pentru modelarea unui MPH cu statorul realizat din tole, magnetic anizotrop, față de modelarea unui MPH omogen magnetic, cu rotorul și statorul realizate din material masiv.

Desigur, nu numai modelarea și dimensionarea precisă a unui motor MPH este dificilă, ci și realizarea practică a acestuia. Acest lucru se datorează în special întrefierului foarte redus,

specific acestui tip de motor (acesta poate fi de ordinul a 0,1 mm), ceea ce implică tehnologii de fabricație cu erori tehnologice foarte reduse. În cazul realizării armăturii statorice din tole ștanțate este nevoie ca acestea să fie foarte precis aliniată sau, statorul să fie debitat prin electroeroziune cu fir (*wire-cut Electrical Discharge Machining*) a întregului pachet de tole. Aceasta asigură o precizie de ordinul zecimilor de microni, sau chiar microni, fără a afecta prea mult proprietățile magnetice ale tolelor. Prin comparație, tăierea cu laser este mai puțin precisă și prin efectul termic afectează mult mai mult proprietățile magnetice ale materialului [7].

## 2. MODELE NUMERICE

### 2.1 Model MEF 3D simplificat, omogen, cu bandă alunecătoare

Pentru realizarea studiului optimizării unui MPP s-a dezvoltat un model numeric tridimensional bazat pe metoda elementelor finite, utilizând software-ul profesional *COMSOL Multiphysics v5.6*. Pentru simularea mișcării rotorului s-au rezolvat probleme de câmp magnetic staționar consecutive, pentru fiecare pas al mișcării rotorului. Una dintre cele două înfășurări ale statorului a fost alimentată cu o densitate de curent  $\mathbf{J}$  constantă în timp ce rotorul a fost rotit o jumătate de perioadă electrică, echivalent cu două grade geometrice.

Având în vedere simetria fizică a motorului pas cu pas hibrid, atât geometrică, cât și a surselor de câmp magnetic, domeniul de calcul a fost redus la jumătate din secțiunea transversală a motorului conform Fig. 2.1. De asemenea, a fost modelat numai un “pachet” al rotorului din cele două, adică jumătate din geometria MPH pe direcția axială.

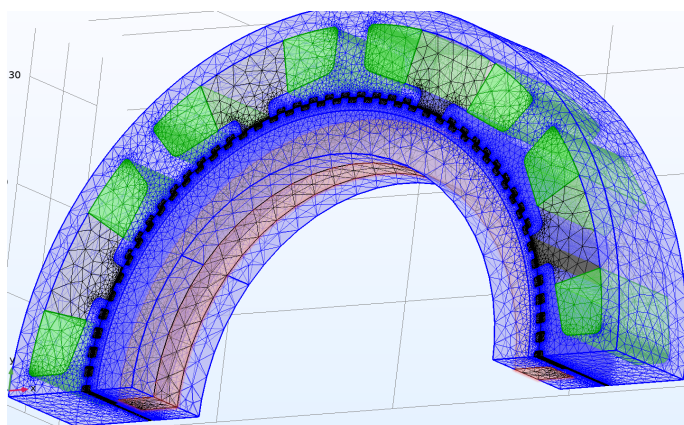


Fig. 2.1. MPP hibrid – discretizarea domeniului de calcul.

În primul model 3D MEF dezvoltat, au fost neglijate capetele frontale ale înfășurărilor statorice, considerând câmpul magnetic produs de acestea că nu influențează distribuția câmpului din interiorul MPP, fiind un câmp magnetic de scăpări, slab, deoarece se închide prin aer. De asemenea, a fost neglijat și câmpul magnetic de scăpări de pe suprafața exterioară și interioară a motorului, precum și câmpul magnetic de scăpări de pe suprafața laterală a MPH. Datorită faptului că înfășurările statorului sunt alcătuite din conductoare filiforme și miezul de fier este format din tole cu grosimea de 0,35 mm, efectele curenților turbionari au fost neglijate.

În modelul numeric al câmpului magnetic din interiorul MPH hibrid a fost formulat cu ajutorul potențialului magnetic vector  $\mathbf{A}$  în zonele cu surse de curent:

$$\nabla^2 \mathbf{A} = \Delta \mathbf{A} = -\mu \mathbf{J} \quad (2.1)$$

și cu ajutorul potențialului magnetic scalar  $V_m$ , în zonele fără surse de curent, luând în considerare neliniaritatea magnetică:

$$\Delta V_m = \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{B}_r, \quad (2.2)$$

în care magnetul permanent a fost considerat având o caracteristică de demagnetizare liniară, definită de inducția remanentă  $\mathbf{B}_r$  și de permeabilitatea magnetică echivalentă  $\mu$ .

Pentru calculul cuplului electromagnetic a fost utilizată relația lui Arkkio [8], o variantă a tensorului maxwellian ce reprezintă metoda implicită de calcul în COMSOL [9]. Metoda lui Arkkio are o precizie mai bună de calcul și constă în integrarea componentei normale  $\mathbf{B}_n$  și a componentei tangențiale  $\mathbf{B}_t$  pe un volum plasat la nivelul întrefierului cuprins între o rază interioară  $r_i$  și o rază exterioară  $r_e$ :

$$M = \frac{1}{\mu_0(r_i - r_e)} \int_{vol} r \mathbf{B}_n \mathbf{B}_t dv. \quad (2.3)$$

Mișcarea rotorului a fost considerată prin calcularea de probleme de câmp magnetic staționar consecutive, câte o problemă pentru fiecare pas de deplasare a rotorului. Simularea deplasării rotorului a fost posibilă fără refacerea rețelei de discretizare utilizând modulul "Rotating Machinery, Magnetic" al programului profesional COMSOL Multiphysics. Astfel, rețeaua de elemente finite ale rotorului „alunecă” față de rețeaua de discretizare fixă a statorului pe o suprafață cilindrică de “coasere” plasată la nivel de întrefier. De asemenea, așa cum se arată în Fig. 2.2., domeniul de calcul al statorului definit cu ajutorul potențialului magnetic vector  $\mathbf{A}$  este cuplat printr-o condiție de continuitate (a componentei normale a inducției magnetice și tangențiale a intensității câmpului magnetic) cu domeniul rotorului, unde nu sunt surse și este definit prin potențialul scalar  $V_m$ .

Pentru reducerea timpului de calcul, “banda de cuplare” a subdomeniilor definite cu potențialul scalar  $V_m$  cu cele definite de potențialul vector  $\mathbf{A}$  a fost mutat mai sus în talpa polară. În acest mod, numărul de necunoscute și timpul de calcul au putut fi reduse [10]. Pentru stabilitate numerică cuplare dintre domeniile definite cu cele două potențiale magnetice trebuie să aibă aceeași permeabilitate magnetică (adică domeniul fier se cuplează tot cu domeniul fier, sau aer cu aer), iar domeniile definite cu  $V_m$  nu pot fi definite astfel încât să înconjoare surse de curent, caz în care  $\text{rot } \mathbf{H} \neq 0$  [10].

Pentru a calcula cuplul de menținere al MPH în funcție de poziția rotorului s-au calculat probleme succesive de câmp magnetic staționar corespunzător pozițiilor succesive ale rotorului. Rotorul a fost rotit de la  $0^\circ$  la  $2^\circ$  cu pași discreți de valoare redusă de  $0.05^\circ$ , acoperind jumătate dintr-o perioadă electrică. Pentru a reduce timpul de calcul, ulterior s-a crescut pasul de deplasare a rotorului la  $0.08^\circ$ , Tabelul 2.1. Această abordare de calcul a permis obținerea unei caracteristici a cuplului static (cuplu funcție de poziția rotorului) definită în multe puncte.

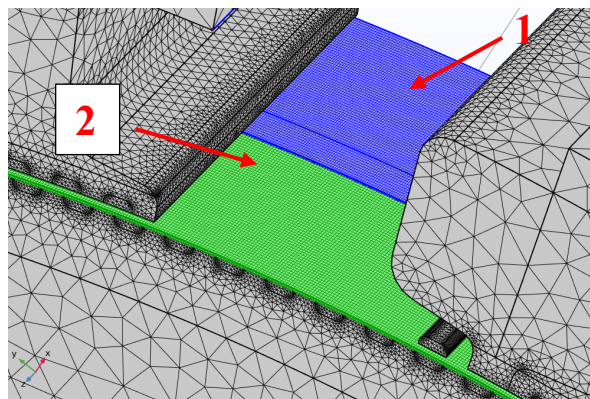


Fig. 2.2. Detaliile rețelei de discretizare la nivel de întrefier (verde): 1 – banda de cuplare a potențialului magnetic scalar  $V_m$  și potențialului magnetic vector  $\mathbf{A}$ ; 2 – banda de alunecare dintre rețeaua de discretizare a rotorului și a statorului.

Tabel 2.1. Timpul de calcul pentru o singură curbă a cuplului în funcție de poziția rotorului

	Caracteristica cuplului obținută în 40 de puncte	Caracteristica cuplului obținută în 25 de puncte
Pas unghiular	0.05°	0.08°
Timpul de calcul al caracteristicii mecanice	8h 21min	5h 14min
Număr de necunoscute	4.577.754	4.577.754

## 2.2 Modelul MEF 3D, omogen, cu considerarea câmpului de dispersie, fără bandă alunecătoare

Față de modelul anterior, acest al doilea model 3D al MPH conține și capetele frontale ale înfășurărilor statorice (cu galben, Fig. 2.3) și o porțiune de aer din jurul motorului, pentru a lua în calcul câmpul magnetic de scăpări. Pe suprafețele laterale ale modelului ce reprezintă a jumătate din secțiunea transversală a MPP și jumătate din lungimea axială a acestuia, s-a impus o condiție Dirichlet omogenă (câmpul magnetic nu părăsește domeniul de calcul), iar pe suprafețele laterale s-a impus o condiție de periodicitate a câmpului magnetic, Fig. 2.2., punctul 3.

Înfășurarea activă din stator s-a modelat folosind opțiunea „Coil” (cu galben, Fig. 2.3.), de tip “Numeric” (distribuția vectorului densității de curent este calculată în funcție de geometria reală a bobinei) și “Homogenized multiturn” (multifilară, fără curenți turbionari și refularea curentului). S-au impus numărul de spire și curentul de fază.

Pentru acest al doilea model s-a renunțat la banda de “coasere” a rețelei de discretizare a rotorului cu cea a statorului, folosindu-se o discretizare în elemente finite unitară a întregului domeniu de calcul, Fig. 2.3. Ne mai fiind necesară introducerea unui număr mai mare de elemente la nivelul benzii de coasere aflată la nivel de întrefier, numărul de necunoscute s-a redus. De asemenea, în lipsa condiției de continuitate (interpolare a soluției la nivelul benzii de coasere), matricea jacobiană a modelului MEF rezultă simetrică, iar convergența soluției se îmbunătățește. Astfel, s-a redus timpul de calcul pentru o poziție a statorului față de tipul de calcul pentru modelul cu bandă alunecătoare, la mai puțin de o treime, așa cum se observă în Tabelul 2.2. În același timp, nu mai este posibil calculul soluției la un pas de deplasare în funcție de soluția calculată la pasul anterior și este necesară refacerea rețelei de discretizare pentru fiecare nouă poziție a rotorului. De asemenea, precizia de calcul, în absența benzii de „coasere” este mai ridicată.

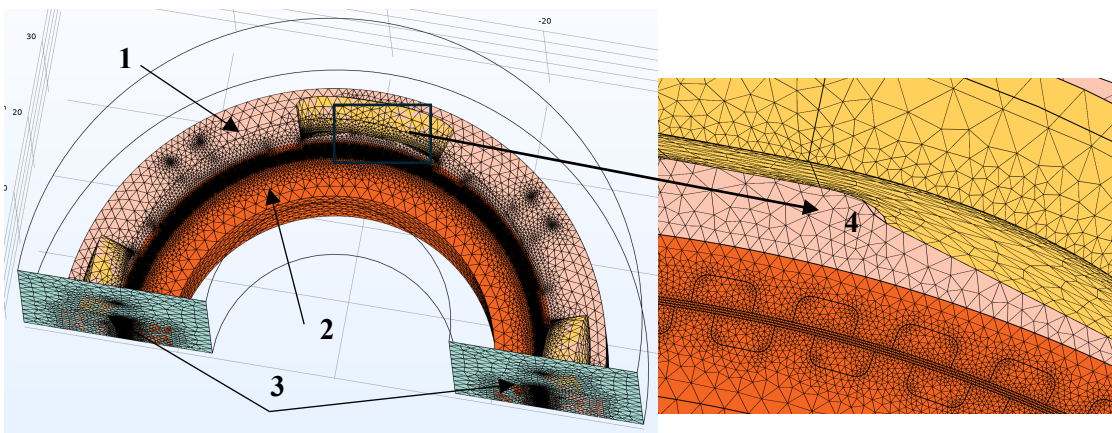


Fig. 2.3. MPP hibrid – discretizarea domeniului de calcul: 1 – domeniul potențialului vector  $\mathbf{A}$ , 2 – domeniul potențialului magnetic scalar  $V_m$ , 3 – condiții de periodicitate, 4 – detaliu rețeaua de discretizare la nivelul întrefierului.



Tabel 2.2. Diferența dintre timpul de calcul al problemei cu și fără bandă alunecătoare pentru un PC cu un procesor AMD Ryzen 5 3600 6-Core Procesor 3.60 GHz și 64 Gb RAM DDR4.

Calcul pentru o singură poziție a rotorului	Timp de calcul	Număr de necunoscute
Cu bandă alunecătoare	2h și 10 minute	7.101.418
Fără bandă alunecătoare	40 minute	3.981.001

### 2.3 Modelul MEF 3D anizotrop cu considerarea câmpului de dispersie, fără bandă alunecătoare

Față de modelul anterior, modelul este neomogen magnetic, în sensul că permeabilitatea magnetică pe direcția perpendiculară suprafeței tolelor este mult redusă față de permeabilitatea magnetică în planul transversal al motorului (în lungul tolelor). Dacă se ține cont că circuitul magnetic pe direcție perpendiculară tolei constă din înscrierea reluctanței magnetice a tuturor tolelor cu reluctanța magnetică a tuturor izolațiilor tolelor (nemagnetice), sursa câmpului fiind magnetul din rotor, rezultă expresia permeabilității pe direcție perpendiculară [6, 11]:

$$\mu_{r,per} = \frac{\mu_{r,Fe}}{\mu_{r,Fe}(1-k_{Fe}) + k_{Fe}} \quad (2.4)$$

unde s-a considerat  $\mu_{r,Fe}$  permeabilitatea magnetică relativă a fierului, iar  $k_{Fe}$  factorul de umplere a tolei (cât reprezintă fier și cât izolația tolei din grosimea pachetului de tole).

De asemenea, banda de cuplare dintre domeniile definite cu potențialul magnetic vector  $\mathbf{A}$  și cel cu ajutorul potențialului scalar  $V_m$  a fost plasată la nivelul întrefierului (poz.1, Fig. 2.4). Datorită anizotropiei magnetice importante, cu  $\mu_{r,Fe} \ll \mu_{r,per}$ , plasarea benzii de cuplare dintre domeniul definit cu  $\mathbf{A}$  și cel definit cu  $V_m$  în talpa polară nu este posibilă deoarece problema nu converge din cauza preciziei de calcul scăzute a componentelor inducției și intensității magnetice pe suprafața de continuitate la trecerea dintre cele două domenii.

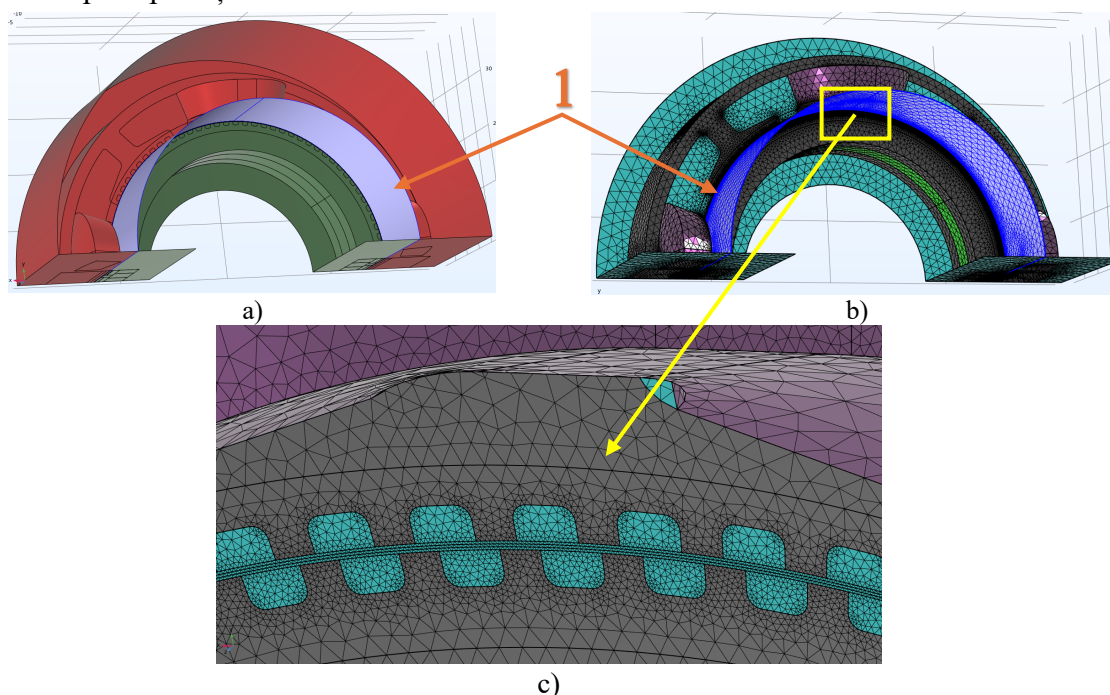


Fig. 2.4. Domeniul de calcul al MPH: a) domeniile definite cu ajutorul potențialului magnetic vector  $\mathbf{A}$  (roșu), domeniile definite cu potențial magnetic scalar  $V_m$  (verde); b) rețeaua de discretizare 1 – banda de cuplare între  $\mathbf{A}$ - $V_m$ ; c) detaliu al rețelei de discretizare la nivel de întrefier.

### 3. REZULTATE NUMERICE

#### 3.1 Model MEF 3D simplificat, omogen, cu bandă alunecătoare

Cu ajutorul primului model s-au calculat caracteristicile statice ale cuplului pentru diferite variante constructive ale MPH, cu înfășurare redundantă și următoarele date de proiectare: tensiunea nominală  $U_n = 26$  V, rezistența fazei  $R_f \geq 55 \Omega$ , inductivitatea unei faze  $L = 250$  mH, cuplul de dantură  $M_d < 50$  mNm, diametrul exterior  $D_{ext} = 69$  mm, diametrul interior  $D_{int} = 41$ mm, lungimea axială a pachetului de tole  $l_{ax} = 18,6$  mm, întrefierul minim  $del = 0,1$  mm și greutatea ansamblului stator – rotor  $m < 382$  g.

MPH are atât rotorul cât și statorul masive, realizate din aliaj de 50-50% fier-cobalt. Magnetul permanent plasat în rotor este magnetizat pe direcție axială, realizat din  $Sm_2Co_{17}$  având o inducție magnetică remanentă  $B_r$  de 1,1 T și permeabilitatea magnetică relativă  $\mu_r = 1,09$ . Acești magneți sunt preferați în aplicațiile pentru spațiu deși au densitate de energie ceva mai mică decât magneții din  $NdFeB$ , deoarece au avantajul unei rezistențe mai mari la coroziune și un coeficient de demagnetizare cu temperatura mai redus.

În Fig. 3.1. se prezintă caracteristicile statice ale cuplului (dependența cuplului funcție de poziția rotorului) la alimentarea unei faze cu curentul nominal de 0,45A, calculate din soluția de câmp pentru diferite valori ale coeficientului  $\lambda_t$  – raportul dintre lățimea dinților și pasul dentar. Valoarea cea mai mare a cuplului de menținere (a cuplului maxim al caracteristicii statice) se obține pentru  $\lambda_t = 0,34$ , valoare apropiată obținută și din alte studii de profil [4,12].

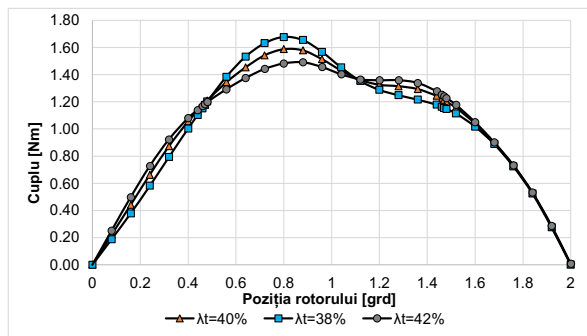


Fig. 3.1. Cuplu în funcție de poziția rotorului pentru diferite lățimi ale dinților.

În Fig. 3.2 și 3.3 sunt prezentate caracteristicile cuplului static pentru diferite dimensiuni ale magnetului ( $h_{mag}$  reprezintă înălțimea magnetului considerată în secțiunea acestuia) și respectiv pentru două dimensiuni ale întrefierului.

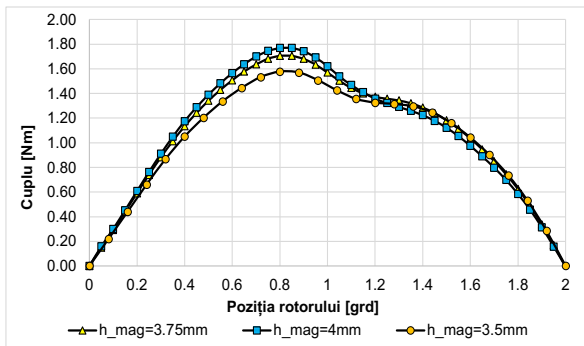


Fig. 3.2. Cuplu în funcție de poziția rotorului pentru diferite înălțimi ale magnetului permanent.

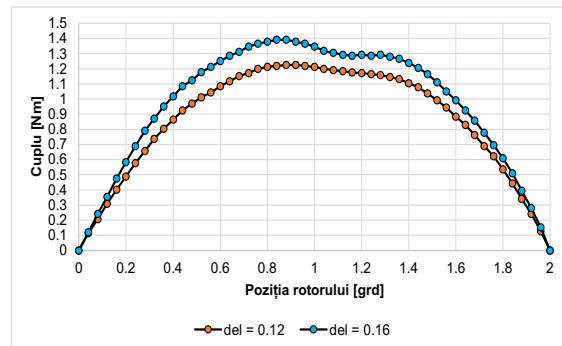


Fig. 3.3. Cuplu în funcție poziția rotorului pentru întrefier de: a) 0,12mm și b) 0,16mm.

### 3.2 Modelul MEF 3D, omogen, cu considerarea câmpului de dispersie, fără bandă alunecătoare

Acest model a fost utilizat pentru optimizarea constructivă a MPH cu datele nominale prezentate anterior. Criteriul de optimizare a constat în obținerea unui cuplu de menținere (cuplul maxim al motorului produs la alimentarea unei faze cu curentul nominal de 0,45A) cu valoare cât mai mare. Față de lucrări de specialitate care s-au axat în special pe analiza formei dinților asupra cuplului produs de motorul pas cu pas hibrid [4,12], prezenta modelare a permis analiza constructivă și optimizarea geometrică a motorului din multiple puncte de vedere. Rezultate și explicații mai detaliate sunt prezentate în [13].

Efectul modificării înălțimii magnetului este prezentat în Fig. 3.4.

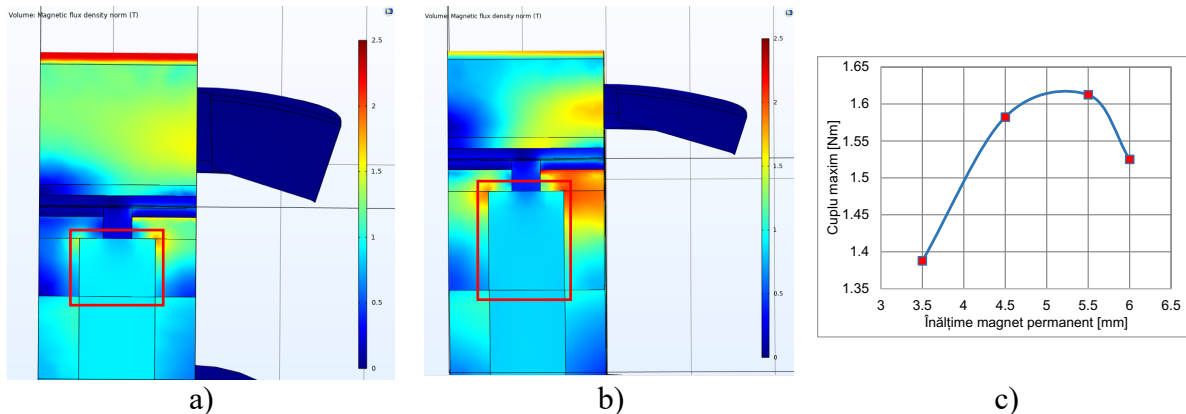


Fig. 3.4. Influența modificării înălțimii magnetului: a) și b) distribuția inducției magnetice în secțiunea axială a MPH pentru două dimensiuni ale magnetului c) cuplul maxim funcție de înălțimea magnetului.

Modificarea distanței dintre coroanele rotorice (respectiv a umărului coroanei rotorice  $l_{umar}$ ) influențează și ea valoarea cuplului maxim, Fig. 3.5.

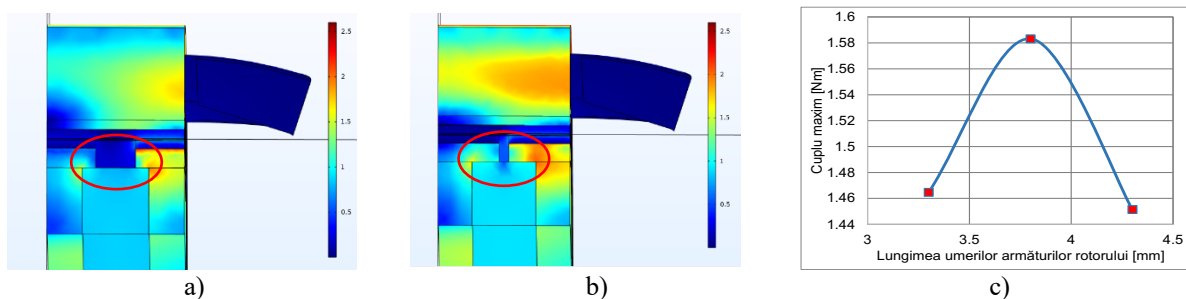


Fig. 3.5. Influența modificării distanței dintre coroanele rotorului: a) și b) distribuția inducției magnetice în secțiunea axială a MPH pentru două dimensiuni  $l_{umar}$ , c) cuplul maxim funcție de  $l_{umar}$ .

Dintre toate modificările geometrice ale MPH studiate, modificarea jugului statorului are unul dintre efectele cele mai importante asupra valorii cuplului maxim, fig. 3.6.

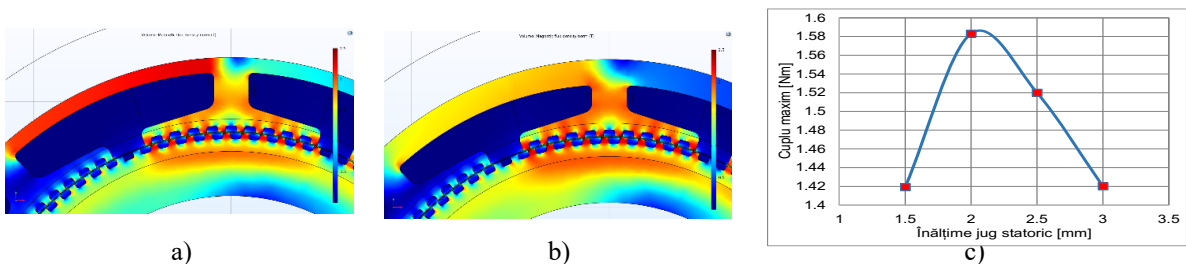


Fig. 3.6. Influența modificării dimensiunii jugului: a) și b) distribuția inducției magnetice în secțiunea transversală a MPH pentru două dimensiuni ale jugului, c) cuplul maxim funcție de lățimea jugului statorului..

### 3.3 Modelul MEF 3D anizotrop cu considerarea câmpului de dispersie, fără bandă alunecătoare

Atunci când statorul este realizat din tole, MPH devine anizotrop din punct de vedere magnetic. De aceea, distribuția câmpului magnetic din stator rezultă mult diferită la motorul cu stator solid față de motorul cu statorul realizat din tole, așa cum se observă în Fig. 3.7. Diferența dintre MPH cu statorul masiv și cel cu statorul realizat din tole se observă cel mai bine din curba cuplului maxim funcție de curentul de alimentare, Fig. 3.8. Motorul cu statorul realizat din tole are o caracteristică mai căzătoare, câmpul axial închizându-se perpendicular pe direcția tolelor, direcție după care permeabilitatea magnetică relativă are valori reduse cu valori cuprinse între 33 și 50 (conform relației (2.4)) comparativ cu permeabilitatea magnetică relativă mult mai mare de ordinul miilor, a statorului masiv.

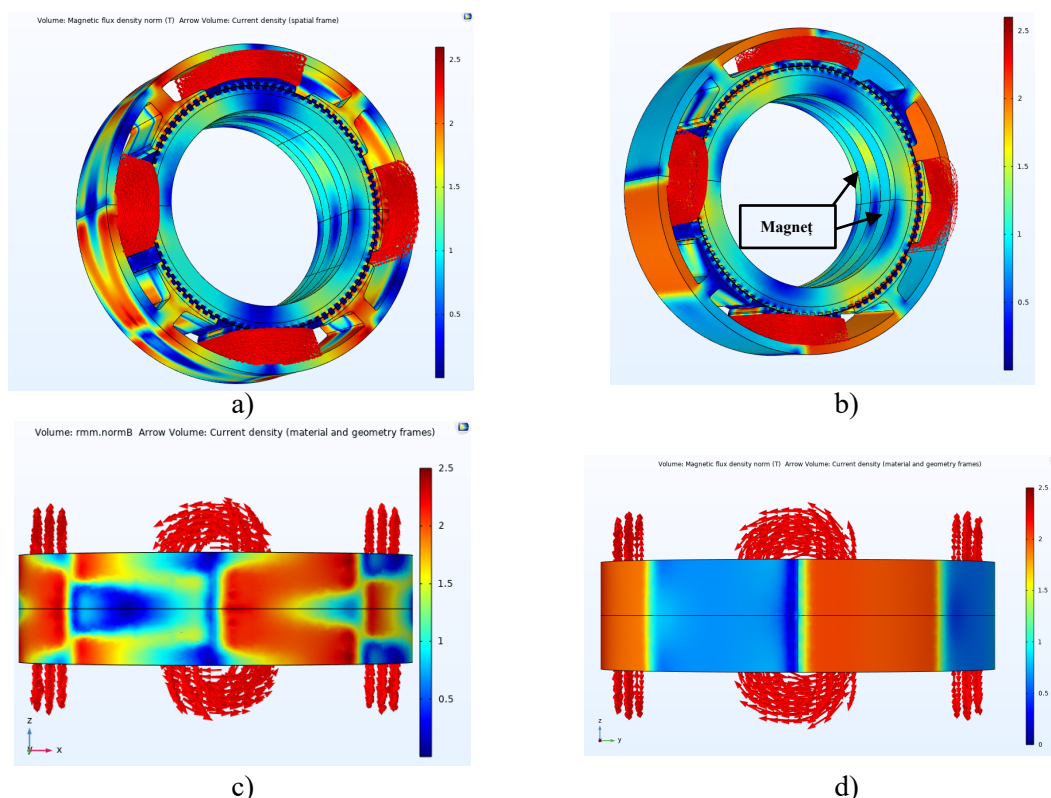


Fig. 3.7. Harta inducției magnetice pentru motorul anizotrop a) și c) și pentru motorul izotrop b) și d). Cu roșu sunt reprezentate vectorii densității de curent din faza activă.

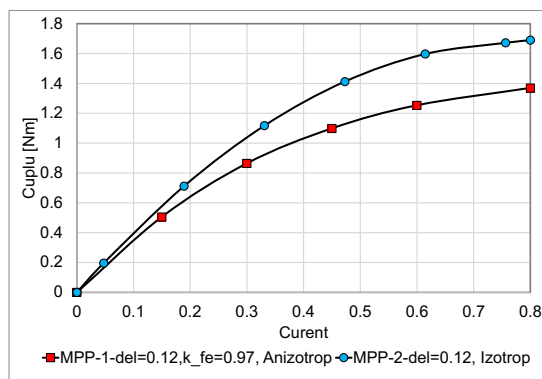


Fig. 3.8. Caracteristicile cuplului maxim funcție de curent a MPH cu statorul realizat din tole, și cel cu statorul din material masiv, Vacoflux 50.



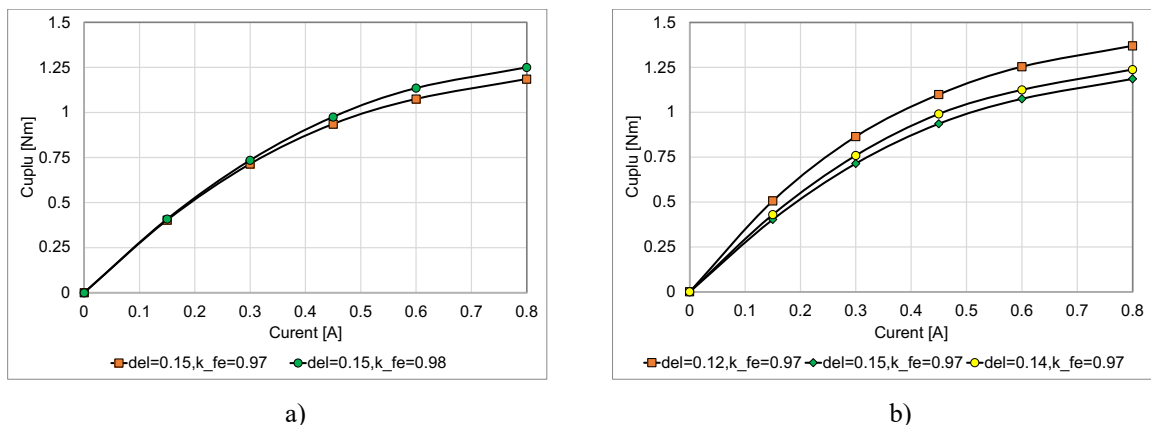


Fig. 3.9. Caracteristica cuplu funcție de curent pentru: a) doi factor de împachetare  $k_{Fe}$ , b) pentru trei valori ale întrefierului.

Calculul cuplului maxim, de menținere, din soluția de câmp este mai dificilă în cazul motorului anizotrop magnetic, deoarece convergența soluției scade semnificativ, *Tabelul 3.1*. De asemenea, valoarea cuplului maxim calculat depinde de valoarea factorului de împachetare, Fig. 3.9.a) și a valorii efective, reale a întrefierului, Fig. 3.9.b), valori care depind de precizia tehnologică, greu de determinat cu precizie în momentul proiectării.

Tabel 3.1. Timpii de calcul al modelului numeric omogen și cel neomogen, utilizând un PC cu un procesor AMD Ryzen 5 3600 6-Core Procesor 3.60 GHz și 64 Gb RAM DDR4.

Calcul pentru poziția rotorului în care cuplul este maxim	Timpe de calcul	Număr de necunoscute
Motor omogen	40 minute	3.981.001
Motor neomogen	1h și 20 minute	4.963.463

Caracteristicile cuplului static al MPH se modifică în mod însemnat pentru dimensiuni diferite ale întrefierului, Fig. 3.10. Cuplul maxim crește cu 20% la o scădere a întrefierului cu 20%, de la 0,15mm la 0,12mm, ceea ce confirmă că MPH trebuie realizat cu un întrefier cât mai mic pentru a avea o densitate de cuplu cât mai mare.

Caracteristica statică a cuplului nu se modifică foarte mult dacă factorii de împachetare sunt puțin diferiți, Fig. 3.11. Acest lucru înseamnă că și atunci când tehnologic nu poate fi cunoscut sau obținut un factor de împachetare dorit, calculul numeric al cuplului static va fi destul de precis.

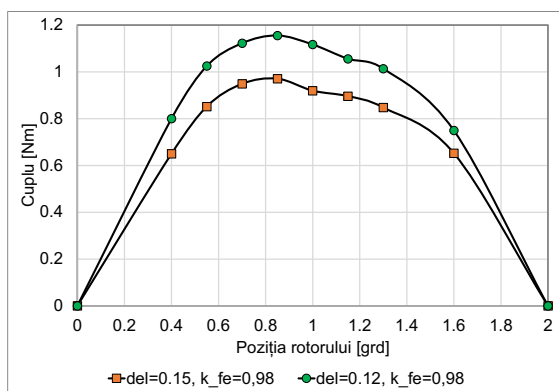


Fig. 3.10. Caracteristica cuplului static pentru două mărimi ale întrefierului, 0,12mm și 0,15mm și același factor de împachetare a tolelor statorului.

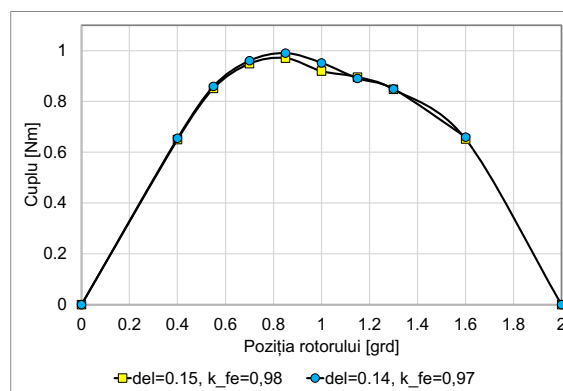


Fig. 3.11. Caracteristica cuplului static pentru întrefier și factor de împachetare de: a) 0,15mm și 0,98, b) 0,14mm și 0,97.

## 4. REALIZAREA ȘI MĂSURAREA PROTOTIPULUI CU STATORUL DIN TOLE

### 4.1 Execuția prototipului MPH

Din cauza întrefierului foarte mic (în jurul valorii de 0,1mm), a dimensiunilor reduse a dinților, precizia de execuție a MPH trebuie să fie ridicată. Pentru aceasta debitarea circuitului magnetic trebuie să fie realizată cu ultimele tehnologii, precum tăierea prin electroeroziune cu fir. Aceasta a fost realizată la ICPE S.A. departamentul MESSICO, în prezența autorilor prezentului studiu. Dintre dificultățile tehnologice cele mai importante s-au remarcat: indexarea cu precizie a celor două coroane ale rotorului ce trebuie decalate cu  $180^\circ$  electrice, sau  $1^\circ$  geometric, Fig. 4.1., tăierea dinților și realizarea întrefierului cu precizii de sub 20 de microni, lipirea pachetului de tole din stator înaintea tăierii cu electroeroziune.

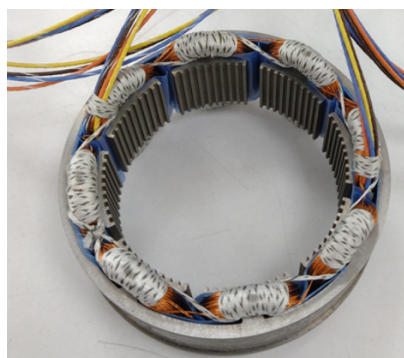


Fig. 4.1. Rotorul (stânga) și statorul bobinat (dreapta) al MPH.

### 4.2 Bancul de testare al MPH

Testarea MPP hibrid a fost realizată pe bancul de testare prezentat în Fig. 4.3. Acesta a fost conceput pentru a permite, fixarea statorului, montarea rotorului MPP hibrid pe ax și centrarea statorului față de rotor, Fig. 4.2., o operație mai delicată având în vedere că motorul este construit fără carcasă (construcție “*frameless*”), iar întrefierul are dimensiuni foarte reduse.

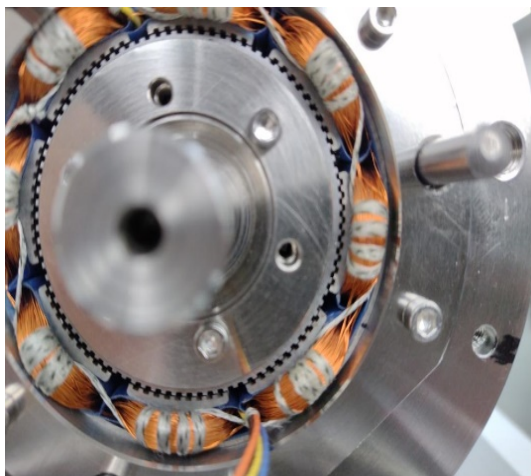


Fig. 4.2. Centrarea rotorului în interiorul statorului fixat într-o carcasă de prindere (motorul fiind în construcție *framless*).

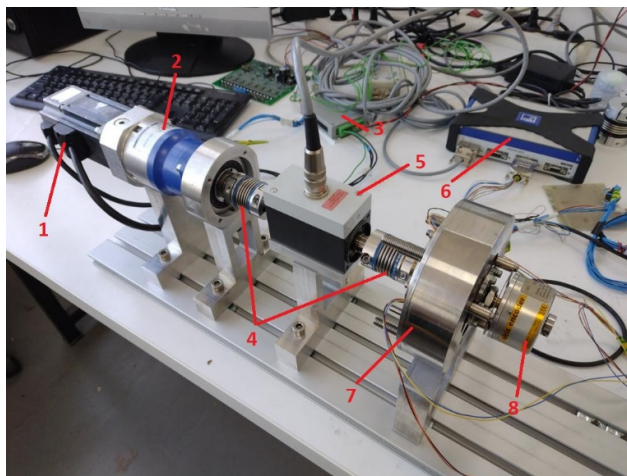


Fig. 4.3. Bancul de testare a MPP hibrid.

Rotorul a fost învârtit utilizând un servomotor de curent alternativ conectat la un reductor de turație cu raportul 1/100, iar cuplul a fost măsurat cu ajutorul unui traductor de 2 Nm și o precizie de  $\pm 0.04$  Nm. MPH a fost rotit menținând o viteză constantă de 1 rot/min

cu ajutorul unui sistem de acționare în buclă închisă în timp ce faza activă a motorului a fost alimentată cu un curent continuu constant în timp.

#### 4.3 Rezultatele experimentale.

Caracteristicile statice ale cuplului MPH au fost obținute rotind motorul la turații reduse, cât mai constante, pentru a evita apariția cuplurilor dinamice ce ar putea afecta precizia măsurătorilor. Pentru a asigura o eroare de repetabilitate cât mai redusă s-au realizat seturi de câte cinci măsurători pentru același curent de alimentare a înfășurării active a MPH. Caracteristicile cuplului static obținute pentru valori ale curentului cuprinse între 0,038A și 0,439 A (curentul nominal) sunt prezentate în Fig. 4.4.

Aceste rezultate experimentale confirmă precizia modelării numerice, caracteristica cuplului static determinată numeric fiind foarte apropiată de cea măsurată, Fig. 4.5.

De asemenea, caracteristica cuplului de menținere în funcție de curent, calculată cu ajutorul modelului MEF pentru un factor de împachetare  $k_{Fe} = 0,98$  și un întrefier de 0,15mm este foarte apropiată de caracteristica obținută prin măsurători experimentale, Fig. 4.6. Această caracteristică arată o saturație magnetică mai rapidă a motorului pas cu pas hibrid cu statorul realizat din tole comparativ cu motorul cu statorul realizat din material masiv, așa cum se observă în Fig. 3.8.

Prin realizarea motorului studiat cu statorul solid în loc de tole, sau prin optimizarea constructivă, autorii confirmă că acest motor poate produce un cuplu de menținere la curentul nominal mai mare cu cel puțin 25% decât cel produs de prototipul dezvoltat și prezentat în această lucrare.

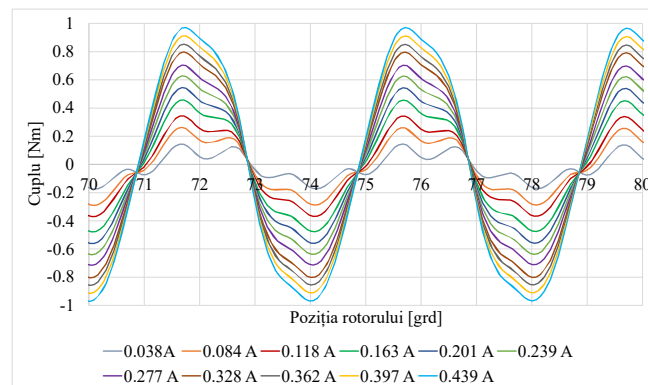


Fig. 4.4. Variația cuplului funcție de poziția rotorului pentru diferiți cureni.

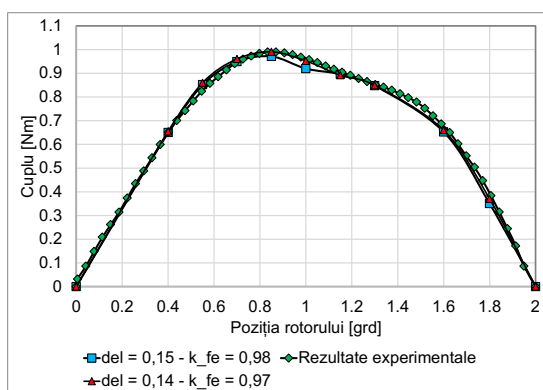


Fig. 4.5. Caracteristica statică a cuplului pentru diferiți cureni: măsurată și calculată.

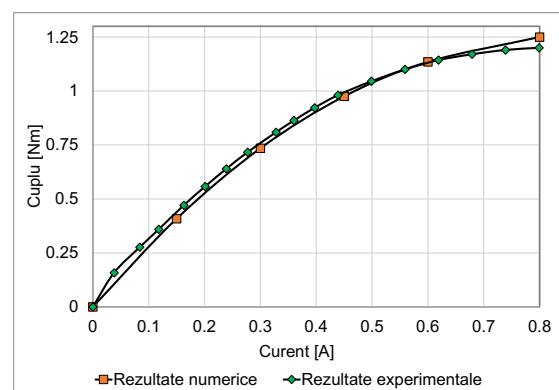


Fig. 4.6. Cuplul de menținere în funcție de curent: măsurat și calculat.

## 4. CONCLUZII

Numărul lucrărilor ce tratează calculul prin modelare numerică a motoarelor hibride pas cu pas sunt reduse din cauza dificultăților asociate. Printre acestea o reprezintă, desigur volumul mare de calcul, modelarea cu ajutorul MEF a MPH fiind posibilă numai cu ajutorul modelelor tridimensionale. Modelarea devine și mai dificilă atunci când armăturile sunt realizate din tole, datorită anizotropiei magnetice puternice, permeabilitatea magnetică fiind mult redusă pe direcția axială, perpendiculară pe suprafața tolelor.

De asemenea, precizia rezultatelor numerice este strâns legată de modelul în sine (cât de precisă este modelarea geometriei reale a motorului studiat), de rezoluția rețelei de discretizare și de precizia de calcul a soluției, dar și de aspecte tehnologice. De exemplu, dimensiunea foarte redusă a întrefierului este dificil de obținut tehnologic cu abateri foarte mici, și deci greu de estimat cu precizie pentru a fi utilizată în modelul numeric. Alături de abaterile inerente ale valorilor introduse în modelul numeric față de valorile obținute în mod real pentru prototipul măsurat, mai pot exista și incertitudini cu privire la caracteristicile de magnetizare ale materialelor folosite sau ale proprietăților magneților permanenți utilizați.

Cu toate aceste dificultăți și anumite incertitudini cu privire la datele de “intrare” ale modelului numeric, autorii au arătat în această lucrare că este posibilă obținerea unor rezultate foarte precise privind caracteristica cuplului static al motorului pas cu pas hibrid studiat, a cuplului de agățare funcție de curent, prin modelare numerică cu ajutorul modelelor 3D bazate pe MEF.

### Confirmări

Autorii mulțumesc ICPE S.A., departamentului MESSICO [13], pentru oportunitatea de a participa la realizarea prototipului motorului pas cu pas hibrid prezentat în această lucrare, precum și la efectuarea măsurătorilor. Ambii autori au fost angajați ai ICPE în perioada când au fost desfășurate aceste activități.

Lucrarea a fost prezentată la Simpozionul de Mașini Electrice SME'XX, ediția 2024.

## BIBLIOGRAFIE

1. Ki-Bong Jang *et al.*, *2-D FE analysis of hybrid stepping motor using virtual magnetic barrier*, in *IEEE Transactions on Magnetics*, **39**, 5, pp. 3268-3270, 2003.
2. S. Seong Gu Kang, D.K. Lieu, *Torque analysis of combined 2D FEM and lumped parameter method for a hybrid stepping motor*, IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, **2005**, pp. 1199-1203, 2005.
3. C. Stuebig, B. Ponick, *Comparison of Calculation Methods for Hybrid Stepping Motors*, IEEE Transactions on Industry Applications, **48**, 6, pp. 2182-2189, 2012.
4. K.R. Rajagopal, Bhim Singh, B.P. Singh, *Optimum tooth-geometry for hybrid stepper motor using finite element analysis*, International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Proceedings, **1**, pp. 264-269, 1998.
5. A. Oswald, H.G. Herzog, *Investigation of the usability of 2D- and 3D-FEM for a hybrid stepper motor*, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, pp. 535-542, 2009.
6. S Müller, M Keller, A Enssle, A Lusiewicz, P Präg, D Maier, J Fischer, *3D-FEM Simulation of a Transverse Flux Machine Respecting Nonlinear and Anisotropic Materials*, Excerpt from the Proceedings of the COMSOL Conference in Munich, 2016.
7. T.V. Jayaraman, *Effect of Processing of HIPERCO 50 Alloy Laminates on Their Magnetic Properties*, Journal of ELECTRONIC MATERIALS, **44**, 11, 2015, The Minerals, Metals & Materials Society.
8. Arkkio, *Analysis of Induction Motors Based on the Numerical Solution of the Magnetic Field and Circuit Equations*, PhD Thesis, Helsinki 1987.
9. \*\*\*[https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.acdc/acdc\\_ug\\_modeling.06.12.html](https://doc.comsol.com/5.5/doc/com.comsol.help.acdc/acdc_ug_modeling.06.12.html)



10. O. Craiu, T.I. Ichim, L.C. Popescu, *3D FEM Model of a Hybrid Stepper Using Scalar-Vector Potential Formulations*, 13th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Bucharest, Romania, pp. 1-5, IEEE Xplore: 28 April 2023.
11. T. Kosaka, C. Pollock, N. Matsui, *3 Dimensional Finite Element Analysis of Hybrid Stepping Motors Taking Inter-Lamination Gap Into Account*, The Institution of Electrical Engineers. Printed and published by the IEE, Michael Faraday House, Six Hills Way, Stevenage, SG1 2AY, 2004.
12. Ionică, M. Modreanu, A. Morega, C. Boboc, *Numerical analysis of a hybrid stepper motor for the electromagnetic torque calculation*, 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE), Bucharest, 2019.
13. O. Craiu, T.I. Ichim, L.M. Melcescu, L. Popescu, *Optimization of a High Torque Density Small Hybrid Stepper using 3D FEM Model*, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 610-615, 2022.
14. \*\*\* <https://www.icpe.ro>.