

ASPECTE PRACTICE PRIVIND PROIECTAREA ASISTATĂ PRIN MODELAREA NUMERICĂ CU AJUTORUL PROGRAMULUI COMSOL A UNUI MOTOR FĂRĂ PERII DE C.C.

Ovidiu CRAIU, Teodor Ionuț ICHIM, Leonard MELCESCU

UPB (Universitatea Politehnică București)

ocraiu@yahoo.com

Rezumat. Lucrarea prezintă etapele importante în proiectarea unui motor de c.c. fără perii (Brushless DC, BLDC) cu ajutorul modelării numerice. Într-o primă fază se realizează o pre-dimensionare analitică aproximativă, după care, cu ajutorul unui model 2D al câmpului electromagnetic bazat pe Metoda Elementelor Finite (MEF) realizat cu ajutorul COMSOL Multiphysics v 5.3, proiectarea motorului este optimizată și finalizată. Din soluția de câmp se determină caracteristica mecanică cuplu-poziție a motorului pentru diverse valori ale curentului de alimentare analizându-se gradul de saturație magnetică și metodele de reducere a cuplului de oscilație, cuplul de agățare, precum și inductivitatea înfășurării, mărime importantă pentru funcționarea motorului alimentat de la un invertor. Apoi, printr-un model 2D de câmp magnetic cuplat cu ecuația de circuit electric, se obțin curbele t.e.m. induse de fază și de linie.

1. INTRODUCERE

Motoarele cu magneți permanenți, fără perii, au devenit foarte populare în ultima perioadă datorită dezvoltării tehnologiei de producție a magneților permanenți cu performanțe ridicate, iar mai recent, datorită perfecționării bateriilor ce alimentează aceste motoare. Folosirea motoarelor BLDC pe scară largă în aplicațiile de tracțiune, de la biciclete și scutere electrice la trenuri de mare viteză, dovedesc versatilitatea și avantajele acestora, precum densitatea de putere crescută, lipsa periilor / uzurii mecanice și varietatea mare constructivă. Față de motorul cu magneți permanenți cu alimentare sinusoidală (Brushless Sinusoidal Motor, BLSM) care este un motor sincron, motorul BLDC este alimentat în curent continuu, are o formă trapezoidală a t.e.m. indusă și este un motor de c.c. Cele două motoare sunt similare, ambele putând fi, de fapt, alimentate atât sinusoidal cât și în curent continuu, motiv pentru care, de multe ori sunt confundate între ele. Motorul BLDC cu t.e.m. trapezoidală, numit popular, dar impropriu, *motor trapezoidal*, funcționează mai bine, cu cuplu de oscilație, zgomot și vibrații mai reduse și randament mai bun, atunci când este alimentat în curent continuu. Acționarea unui BLDC este mai simplă și mai ieftină decât cea a unui BLSM care este comandat vectorial și pentru care este necesară cunoașterea permanentă a poziției rotorului. De multe ori un chopper de tensiune este suficient (în cazul controlului în turație) pentru comanda BLDC, poziția rotorului în momentul comutației curenților de fază fiind determinată în cele mai multe cazuri cu ajutorul a trei sonde Hall. Pe de altă parte, BLSM are avantajul operării la putere constantă (prin slăbire de flux), ceea ce permite o flexibilitate mai mare ca a BLDC în ceea ce privește intervalul de turație și de cuplu în care acesta operează.

3. PREDIMENSIONAREA ANALITICĂ A BLDC

Dimensionarea analitică a circuitului magnetic se poate face cu destulă precizie și pe baza unor presupuneri simplificatoare, utilizând scheme echivalente ale circuitului magnetic al mașinii, similar circuitelor electrice, folosind conceptul de reluctanță și permeanță magnetică. În lucrarea [1] se arată că *inducția magnetică din întrefier* B_{δ} poate fi determinată prin relația:

$$B_{\delta} = \frac{k_{Fe} \alpha_m}{1 + k_{\sigma} \frac{\mu_r}{P_c}} B_r, \quad (1)$$

unde s-a notat cu k_{Fe} – coeficientul de majorare a reluctanței magnetice a circuitului magnetic reprezentat de întrefier, pentru a ține cont și de reluctanța părții circuitului magnetic din fier, un coeficient ce are valori uzuale $1 < k_{Fe} < 1,2$, α_m – factorul de acoperire polară a magnetului (pentru magneți plasați la nivelul întrefierului ce au formă de arc), k_{σ} – factorul ce ține cont de fluxul de scăpări ce are valori uzuale $0,9 < k_{\sigma} < 1$, μ_r – permeabilitatea relativă a magnetului $\mu_r \approx 1$ pentru magneți permanenți din pământuri rare (SmCo sau NiBFe), B_r – inducția remanentă a magnetului permanent. P_c este coeficientul permeabilității magnetului [1] și este dat de relația $P_c = l_m / (\delta \cdot \alpha_m)$, în care δ reprezintă lungimea întrefierului și l_m – lungimea magnetului (pe direcție radială). Pentru a se evita demagnetizarea magnetului, mai ales la temperaturi ridicate, $P_c > 1$ [1].

Fluxul magnetic total (de ducere și de întoarcere) ce se distribuie prin p perechi de poli este dat de:

$$\phi = \alpha_m \cdot 2\pi R_{rot} B_{\delta} \cdot l \quad (2)$$

în care s-au notat R_{rot} raza rotorului și l lungimea axială a motorului.

Prin jugul exterior (jugul rotorului) se va închide *fluxul magnetic pe pol* din care se calculează înălțimea jugului:

$$\phi_{jug} = \frac{1}{2} \frac{\phi}{2p} \Rightarrow h_{jug} = \frac{\phi_{jug}}{B_j \cdot l}. \quad (3)$$

Solenajia totală $N_c I$, cu N_c numărul de conductoare și I curentul prin înfășurare, se poate determina plecând de la relația *cuplului electromagnetic* M_e , similară cu cea a unei mașini de curent continuu, considerându-se alimentarea motorului în c.c.:

$$M_e = \alpha_m \cdot R_{rot} B_{\delta} \cdot l \cdot N_c I = \frac{\phi \cdot N_c I}{2\pi}, \quad (4)$$

de unde rezultă *solenajia în creștătură* $w_{sp} I$:

$$N_c I = \frac{2\pi M}{\phi} = \frac{2}{3} N_{cr} w_{sp} I \Rightarrow w_{sp} I = \frac{3\pi M}{N_{cr} \phi}, \quad (5)$$

unde s-a ținut cont că numai 2/3 dintre creștăturile N_{cr} (și 2/3 din numărul de faze) sunt parcurse de curent la un moment dat de timp, iar w_{sp} este numărul de spire în creștătură.

Aria creștăturii se determină considerând o densitate de curent echivalentă $J_e = k_{cr} J_{Cu}$, care ține cont de factorul de umplere a creștăturii k_{cr} , ce are valori uzuale între 0,3 și 0,4, și densitatea de curent în conductoare J_{Cu} :

$$A_{cr} = \frac{w_{sp} I}{J_e}. \quad (6)$$

Lățimea dintelui l_d se dimensionează în funcție de fluxul prin dinte $\phi_d = \frac{3}{2} \frac{\phi}{N_{cr}}$, cu relația:

$$l_d = \frac{\phi_d}{l B_d}. \quad (7)$$

Înălțimea creștăturii h_{cr} se determină ținând cont că aria ocupată de creștături și dinți se află între diametrul jugului statoric interior și diametrul interior al statorului:

$$N_{cr}(k_d A_{cr} + l_d \times k_d h_{cr}) = \pi(D_{st} - k_d h_{cr}) \times k_d h_{cr} \quad (8)$$

unde s-a considerat $k_d = h_d / h_{cr} = 1,1 \dots 1,2$ raportul dintre înălțimea dintelui și a creștăturii, iar $D_{st} = D_{rot} - 2\delta$ diametrul statorului.

Numărul de conductoare pe bobină w_{bob} se determină ținând cont de legea inducției electromagnetice:

$$E_{max} = N_{bob} \cdot w_{bob} \cdot \phi_d \cdot p\Omega_0 = \frac{2}{3} \frac{N_{cr}}{a} \cdot w_{bob} \cdot \phi_d \cdot p\Omega_0, \quad (9)$$

cu a numărul de căi de curent în paralel și numărul de bobine N_{bob} active egal cu 2/3 din numărul de creștături N_{cr} , rezultă:

$$w_{bob} = \frac{3aE_{max}}{2N_{cr}\phi_d p\Omega_0}. \quad (10)$$

Numărul de spire pe bobină w_{bob} este confirmat din calculul numeric, prin determinarea t.e.m. maxime din motor obținute la turația maximă. Pentru ca t.e.m. maximă obținută să fie mai mică decât tensiunea maximă a sursei de alimentare, se pot adăuga sau scădea spire pe bobină și/sau mării sau scurta lungimea mașinii.

Alegerea numărului de perechi de poli și tipul înfășurării statorului reprezintă un subiect aparte, tratat în multe lucrări de specialitate și nu va fi dezvoltat în continuare [1,2].

În general un număr mai mare de perechi de poli are avantajul de a oferi un factor de utilizare (umplere) mai bun a materialelor active pentru un volum dat al motorului, prin așezarea mai bună pe cercul rotorului a magneților permanenți, prin reducerea jugului statorului și a lățimii dinților, ceea ce conduce la mărirea echivalentă a creștăturii și deci a volumului de cupru, și scurtarea capetelor frontale ale înfășurării. Pe de altă parte, un număr de perechi de poli mai ridicat înseamnă o frecvență de comutație a curenților din înfășurare mai mare, și pierderi crescute în întrefierul statorului și prin curenți induși în magneți. La turații mari, dacă numărul de perechi de poli p al BLDC este mare, curentul din înfășurarea motorului își pierde forma continuă devenind aproape sinusoidal, deoarece acesta nu mai are timp să crească la valoarea stabilizată în intervalul dintre comutații [3,4]. Acest lucru duce la apariția oscilațiilor în cuplu și la reducerea coeficientului de cuplu $k_M = M / I$.

Oarecum contrar mașinii BLSM de curent alternativ unde, pentru a obține forma curentului și t.e.m. cât mai sinusoidale, se aplică tehnici de reducere a armonicilor (scurtarea pasului înfășurării, distribuirea în q creștături succesive a fazei, etc.), la motorul BLDC se dorește obținerea unei t.e.m. de fază cât mai plate într-un interval de 120 grade electrice. Pentru aceasta, înfășurările cele mai potrivite sunt cele cu q întreg și cu pas diametral. Dar, se pot practica și înfășurări pe dinți (concentrate) cu q echivalent subunitar ($q = 0,5 \dots 1,5$), care au avantajul capetelor frontale reduse, iar conductoarele fazelor nu se încalcă [5,6]. O altă recomandare la alegerea înfășurărilor pentru BLDC este inductivitatea mutuală dintre faze să fie cât mai redusă sau nulă pentru ca fazele care comută să nu influențeze fazele prin care curentul este menținut constant [7].

3. MODELUL NUMERIC MEF, BIDIMENSIONAL, AL BLDC

Câmpul magnetic din interiorul BLDC a fost modelat cu ajutorul Metodei Elementelor Finite (MEF), utilizând formularea potențialului magnetic vector \mathbf{A} cu considerarea neliniarității circuitului magnetic:

$$\nabla \times \nu(\mathbf{B})(\nabla \times \mathbf{A}) = \mathbf{J} - \sigma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \times (\nu(\mathbf{B}) \cdot \mathbf{B}_r) - \sigma \nabla V \quad (11)$$

în care \mathbf{B}_r reprezintă inducția remanentă a magneților permanenți, μ permeabilitatea magnetică ce depinde de inducția, σ conductivitatea electrică, ∇V gradientul potențialului electric scalar V , iar $\nu(\mathbf{B})$ reprezintă reluctivitatea magnetică ce depinde de inducția magnetică \mathbf{B} . În modelul bidimensional utilizat, densitatea de curent \mathbf{J} și potențialul vector \mathbf{A} au numai componente după direcția Oz, iar gradientul potențialului se calculează ca raportul dintre căderea de tensiune U de-a lungul conductorului în plan axial și lungimea axială ideală l_i a mașinii, $\nabla V = U/l_i$.

3.1. Modelele numerice

Modelele numerice au fost realizate cu ajutorul programului profesional COMSOL Multiphysics v. 5.3 în trei variante:

1. *Cazul A*: model de câmp magnetic staționar cu geometrie fixă – folosind modulul “*Magnetic Fields*” din COMSOL [8]. Din ec. (11) dispăre termenul $\sigma \cdot \partial \mathbf{A} / \partial t$, iar termenul corespunzător densității curentului indus în conductoarele aflate în mișcare cu viteza \mathbf{v} , $\sigma \nabla V = \sigma(\mathbf{v} \times \mathbf{B})$, este neglijat. Problema de câmp staționar s-a rezolvat pentru poziții succesive ale rotorului, parametrizând geometria domeniului de calcul în funcție de unghiul de deplasare și refăcând rețeaua de discretizare pentru fiecare unghi;
2. *Cazul B*: model de câmp magnetic variabil cu considerarea mișcării rotorului – folosind modulul “*Rotating Machinery, Magnetic*” din COMSOL [8]. Acest modul poate fi utilizat atunci când geometria mașinii studiate este împărțită în două părți disjuncte, rotorul și statorul, cuplate prin opțiunea „*Form Assembly*” în loc de „*Form Union*”. Cele două domenii se cuplează la nivelul cercului plasat la mijlocul întrefierului (vezi figura 1). Acest model permite calculul semnificativ mai rapid decât în *cazul A*, al soluțiilor de câmp magnetic succesive pentru pozițiile diferite ale rotorului. Turația rotorului poate fi dată aleator (în cazul de față s-a impus o viteză $1/360 \text{ s}^{-1}$ ceea ce corespunde la un pas de 1° pentru 1s), deoarece curenții induși s-au neglijat considerând $\sigma = 0$ în toate sub-domeniile;
3. *Cazul C*: model de câmp magnetic variabil cu considerarea mișcării rotorului și cuplarea cu un circuit electric – folosind același modul “*Rotating Machinery, Magnetic*” asociat cu modulul “*Electrical Circuit*” [8]. Acest caz este folosit pentru calculul t.e.m. induse în fazele înfășurării indusului sau a t.e.m. induse de linie, prin conectarea la bornele fazei, respectiv la bornele a două faze înseriate pentru tensiunea de linie, a unei rezistențe de valoare mare ce simulează un voltmetru. În loc de impunerea unui curent de densitate \mathbf{J} în bobine, se utilizează opțiunea “*Coil / Homogenized-multiturn / Coils / Excitation (Circuit/current)*” cu opțiunea “*Coil Group*” marcată. Turația rotorului trebuie dată cea reală, în funcție de aceasta și de numărul de spire pe bobină rezultând valoarea t.e.m.

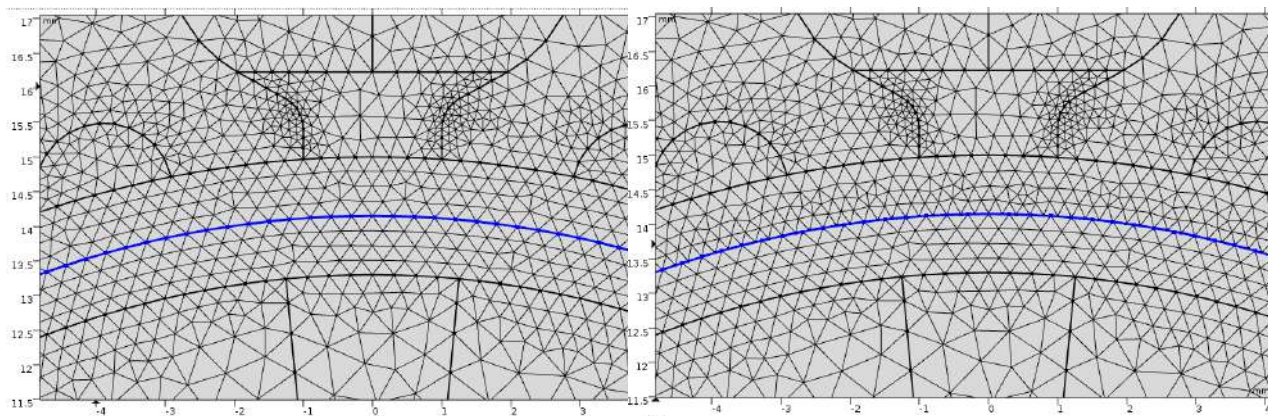


Fig. 1. Detaliu al rețelei de elemente finite la nivelul întrefierului: a) pentru Cazul A (întrefierul este discretizat continuu), b) pentru Cazul B și Cazul C (discretizarea statorului este separată de rotor – numărul de noduri este diferit pe banda albastră).

3.2. Datele motorului și domeniul de calcul

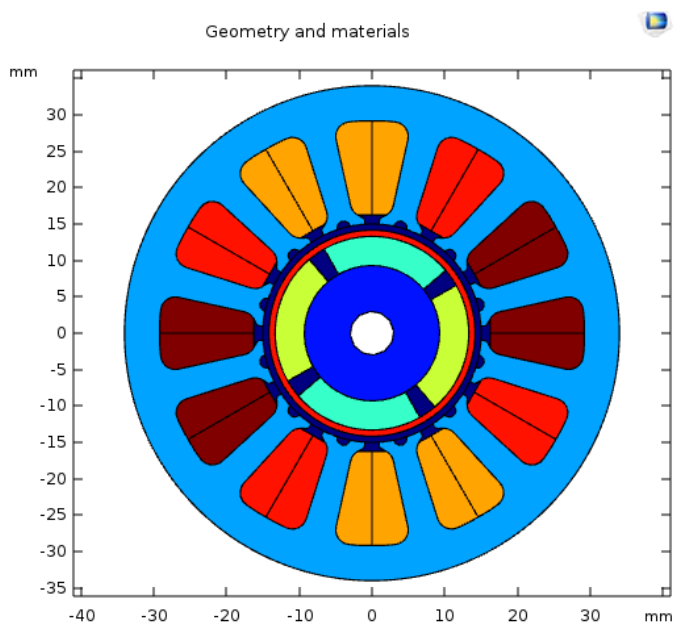


Fig. 2. Domeniul de calcul al BLDC și materialele utilizate: albastru deschis - tolă silicioasă, albastru – fier, albastru închis – aer, galben-verde – magneți permanenți, galben/roșu/maro – înfășurarea în creștături.

Cerințele de proiectare ale motorului BLDC sunt:

- ✓ Tensiunea maximă de alimentare $U_{\max} = 45V$;
- ✓ Dimetrul maxim exterior $D_{\max} = 70mm$;
- ✓ Lungimea axială $l_{ax} = 180 mm$ maximă;
- ✓ Cuplul maxim (limitat electronic) $N = 7,4 Nm$ la viteza unghiulară (base speed) de $\Omega_{base} = 150 rad/s$;
- ✓ Cuplul nominal $N_n = 3Nm$ la $\Omega_n = 365 rad/s$;
- ✓ Cuplul de agățare (de reluctanță) $N_{cog} = \pm 0,25 Nm$;
- ✓ Masă totală $4kg$ (fără ax);
- ✓ Moment de inerție $J = 1,4 \times 10^{-4} kgm^2$;
- ✓ Randament nominal $\eta_n > 80\%$.

Pentru modelarea numerică s-a realizat o geometrie complet parametrizată (vezi fig. 2) prin care pot modificate toate mărimile geometrice importante ale motorului. Mărimile optime rezultate ca urmare a modelării numerice pentru obținerea unui cuplu cu oscilații cât mai reduse (cuplu cât mai liniar în intervalul de 120° electrice dintre comutații) și cuplul de agățare în limitele impuse prin temă se dau în *Tabelul 1*. Mărimile geometrice sunt date în milimetri, densitatea de curent în A/mm^2 , iar factorul de acoperire polară în unități relative.

Tabelul 1. Mărimile parametrizate ale geometriei în modelul COMSOL

Parameters			
Name	Expression	Value	Description
D_ext	68	68	Diametrul exterior
D_st	30	30	Diametrul interior stator
del	1.7	1.7	Lungime întrefier
D_rot	D_st-2*del	26.6	Diametrul exterior rotor
D_ax	6	6	Diametrul ax
h_jst	D_ext/2-h_cr-h_pana...	4.8	Înălțime jug stator
h_cr	12.5	12.5	Înălțime crestatura
h_pana	1	1	Înălțimea zonei ocupate de pană
h_istm	.7	0.7	Înălțime istm
l_cr	11	11	Lărgimea crestăturii
l_pana	3.5	3.5	Lățime crestătură în dreptul penei
l_istm	2	2	Lărgime istm
h_mag	4	4	Înălțime magnet pe direcție radială
alpha	.88	0.88	Factor acoperire polară magnet
Ncr	6	6	Număr de crestături
l_axial	180	180	Lungimea axială a mașinii
dens	0.9	0.9	Densitatea de curent echivalentă
D_dinte	2	2	Diametru cerc dinte

3.3. Calculul cuplului din soluția de câmp

Cuplul electromagnetic este calculat în COMSOL prin integrarea tensorului maxwellian pe o curbă închisă Γ plasată în zona întrefierului, înmulțit vectorial cu brațul forței \mathbf{r} :

$$M = \frac{L}{\mu_0} \oint_{\Gamma} \mathbf{r} \times [(\mathbf{Bn})\mathbf{B} - B^2\mathbf{n}/2] d\Gamma \quad (12)$$

unde \mathbf{B} este vectorul inducției magnetice, iar \mathbf{n} este versorul normalei la curba Γ . Metoda are avantajul că poate fi aplicată pentru calculul cuplului instantaneu, precum și în cazul în care sursele de curent se modifică în timp. Pentru sporirea preciziei de calcul al cuplului s-a îndesit discretizarea în elemente finite a întrefierului (fig. 1). În ciuda numărului mare de elemente finite, metoda este imprecisă, mai ales în *Cazul B* de modelare, când numărul de noduri este diferit pe stator față de rotor pe cercul de “coasere” dintre cele două domenii (figura 1.b).

O metodă mult mai precisă de calcul al cuplului o reprezintă metoda Arrkio, o variantă a metodei tensorului maxwellian ce constă în integrarea relației (13) pe întreg volumul cuprins între razele exterioară r_e și interioară r_i între care este plasat întrefierul mașinii:

$$M = \frac{l_i}{\mu_0(r_e - r_i)} \int_{S_{banda}} r B_r B_{\phi} dS = \frac{l_i}{\mu_0(r_e - r_i)} \sum_{e \in Cu} \left[(B_y x^e - B_x y^e) (B_x x^e + B_y y^e) / \sqrt{x^{e2} + y^{e2}} \right] \quad (13)$$

unde l_i reprezintă lungimea ideală a mașinii, B_r și B_{ϕ} inducțiile radială și tangențială calculate pentru fiecare element finit “e” în parte de arie S [9,10].

În figura 3.a este prezentată curba variației cuplului electromagnetic cu poziția rotorului, calculată cu cele două metode de mai sus, folosind elemente triunghiulare de ordinul I și apoi de ordinul II. Se observă că metoda lui Arrkio este mult mai precisă.

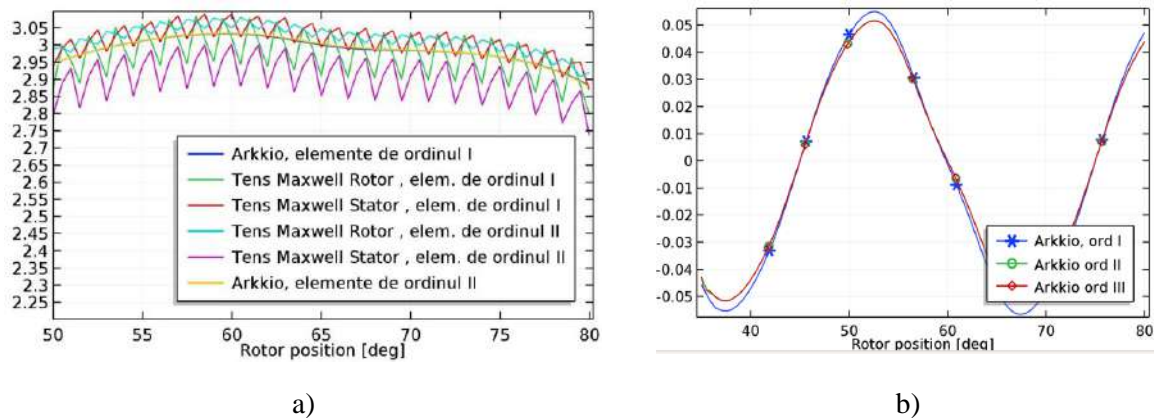


Fig. 3. Calculul cuplului funcție de poziție: a) comparație între metoda tensorului maxwellian și Arkkio, b) influența ordinului elementelor finite asupra precizie de calcul al cuplului de agățare.

Dacă la calculul cuplului în sarcină, metoda lui Arkkio este foarte precisă chiar atunci când sunt utilizate elemente de ordinul I, la calculul cuplului de agățare (de reluctanță), se poate observa că în cazul elementelor de ordinul II și de ordinul III sunt diferențe notabile față de soluția calculată cu elemente de ordinul I (fig. 4.a.).

3.4. Calculul inductivității la bornele înfășurării statorice

Pentru a determina inductivitatea la bornele motorului BLDC s-a calculat soluția de câmp magnetic fără contribuția magnetilor permanenți (numai a câmpul de reacție) [9]:

$$L = \frac{2W_m}{I^2} = \frac{2l_i \sum_{e=1}^{N_e} B^e H^e S^e}{I_n^2} \quad (14)$$

unde W_m este energia magnetică din tot domeniul de calcul, B^e inducția magnetică, H^e intensitatea magnetică și respectiv S^e aria pentru fiecare element finit e în parte, numărul total de elemente N_e ale domeniului de calcul, I_n curentul nominal.

Modelarea numerică este realizată considerând curentul din înfășurări continuu. Acesta este cazul ideal deoarece forma curentului ce parcurge fazele înfășurării BLDC se abate de la c.c. datorită comutației. Cu cât turația și numărul de poli a BLDC au valori mai mari, timpul dintre două comutații scade, iar curentul devine mai aproape de un curent sinusoidal [chinezul]. Constanta de timp electrică a BLDC $T_e = L/R$ este importantă în acest caz, curentul crescând de la zero la valoarea stabilizată mai repede pentru o constantă de timp mai mică. Avantajul BLDC este că acestea au în general inductivitatea L mică datorită plasării magnetilor permanenți în întrefier, aceștia având o permeabilitate magnetică aproape de unitate. Pe de altă parte, pentru ca în regim de choppare a tensiunii curentul (și astfel și cuplul) să nu oscileze mult, se utilizează o frecvență de choppare mai ridicată.

4. REZULTATE NUMERICE

În continuare vor fi prezentate câteva rezultate numerice obținute pentru două soluții constructive diferite ale motorului BLDC. Prima variantă este realizată cu creștături semînchise, iar a doua cu creștături închise.

În ambele situații modelarea numerică a urmărit liniarizarea caracteristicii cuplu – poziție în intervalul de 120° electrice dintre două comutații, atunci când BLDC este alimentat cu un curent continuu.

4.1. Varianta A – BLDC cu creștături deschise

Această variantă constructivă a fost realizată inițial fără creștarea tălpilor dinților (fig. 5.a), iar ulterior s-a realizat o decupare semicirculară în baza dinților pentru a liniariza caracteristica cuplului (fig. 5.b)-fig.5.h)). În figura 4 se observă distribuția câmpului magnetic în Varianta A constructivă cu creștarea dinților.

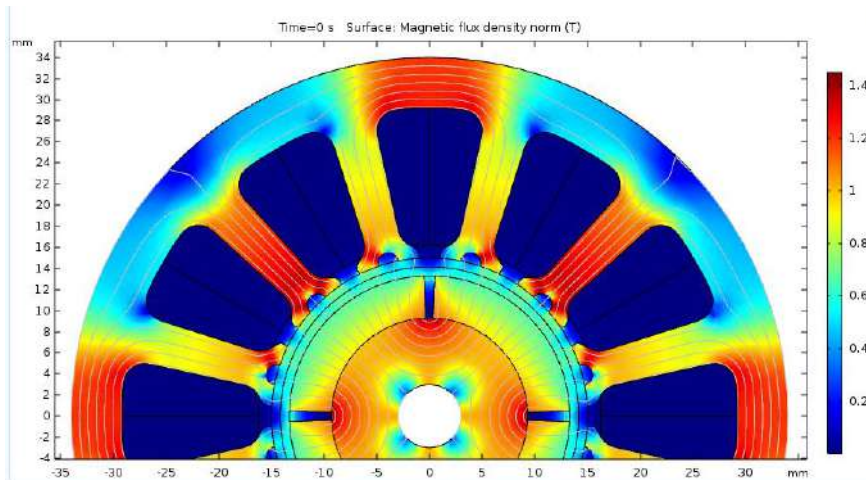
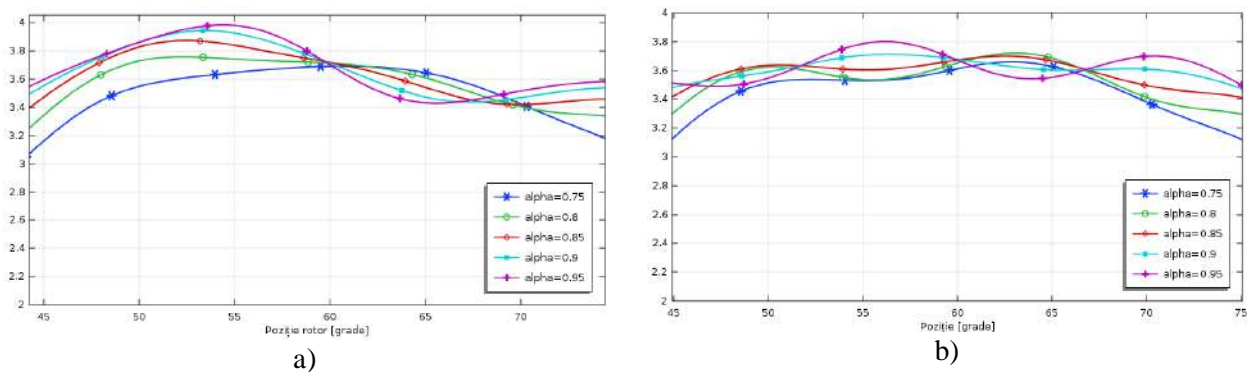


Fig.4. Distribuția inducției magnetice în BLDC pentru Variant A constructivă, cu dinții creștați.

În figurile 5 sunt prezentate curbele cuplului funcție de poziția rotorului, corespunzător intervalului de comutație de 60° electrice (30° mecanice pentru BLDC cu $p=2$ perechi de poli). În figurile 5.a) și 5.b) sunt prezentate curbele cuplului funcție de poziție pentru valori diferite ale factorului de acoperire polară α pentru motorul fără, și respectiv cu creștături în dinți. Figura 5.b) s-a construit pentru un diametru al semicercului creștăturii dinților $D_{dinte} = 2\text{mm}$, în timp ce aceeași dependență de α prezentate în figura 5.e) sunt obținute $D_{dinte} = 1.8\text{mm}$.

În figurile 5.c) și 5.d) sunt prezentate curbele cuplului funcție de diferite valori ale diametrului dintelui D_{dinte} și ale lărgimii istmului creștăturii l_{istm} .



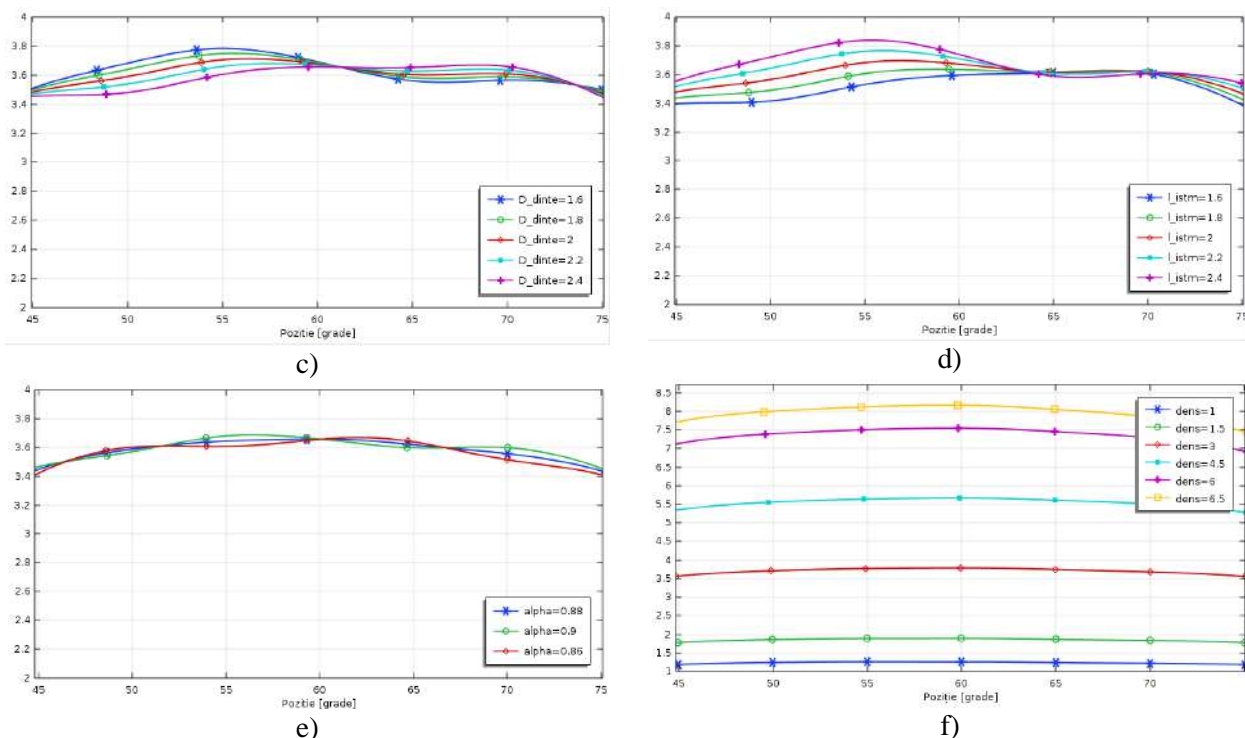


Fig. 5. Analiza formei cuplului electromagnetic funcție de poziția rotorului în funcție de diferite mărimi geometrice ale geometriei BLDC: α – factorul de acoperire polară, D_{dinte} – diametrul creștăturii din dinte, l_{istm} – lățimea istmului creștăturii, $dens$ – densitatea de curent echivalentă din creștătură.

BLDC se comportă liniar, adică la creșterea curentului din înfășurarea indusului, cuplul crește în mod proporțional (fig.6). Acest lucru dovedește că circuitul magnetic nu se saturează odată cu creșterea intensității câmpului de reacție a indusului.

Deși nu este la fel de important ca la un generator, cuplul de agățare (la curent zero) este redus, pentru factorul de acoperire $\alpha = 0.88$ obținându-se valorile cele mai reduse.

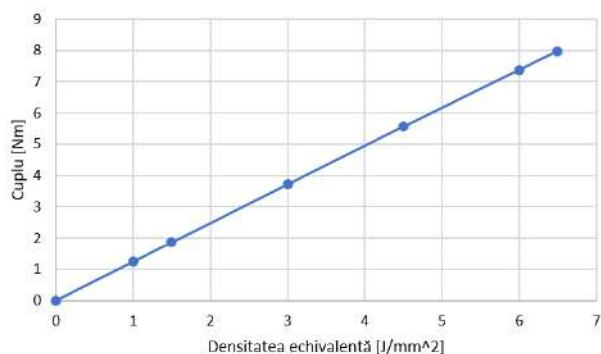


Fig. 6. Cuplul funcție de curent – BLDC prezintă o comportare liniară.

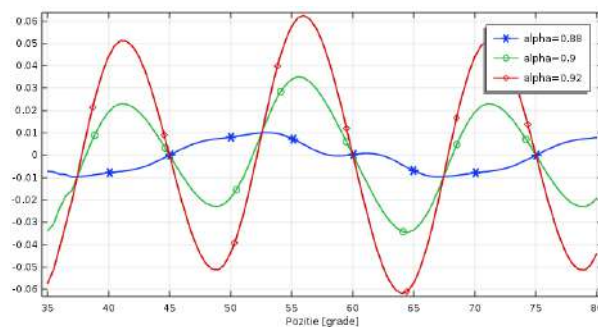


Fig. 7. Cuplu de agățare funcție de factorul de acoperire α .

Pentru determinarea precisă a numărului de spire și a lungimii motorului, s-a realizat un model de câmp magnetic cu considerarea mișcării rotorului și a ecuației circuitului statorului (vezi 3.1. Cazul C). Corespunzător vitezei unghiulare maxime $\Omega_{max} = 428$ rad/s s-au obținut grafice din figura 8, pentru opt spire pe bobină.

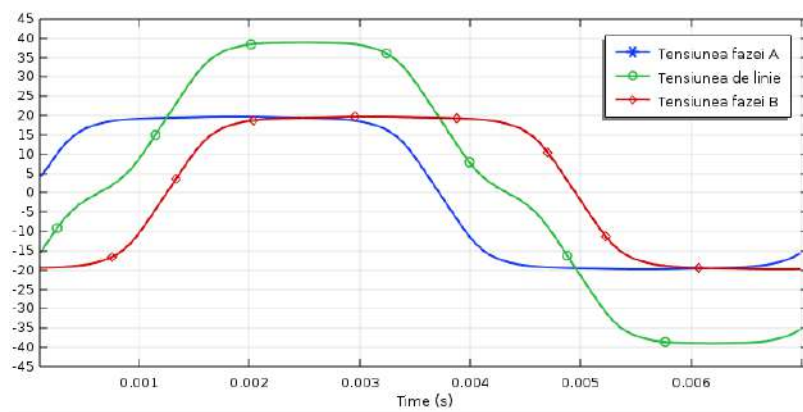


Fig. 8. T.e.m. indusă în înfășurări, de linie și de fază calculate pentru $\Omega_{\max} = 428$ rad/s.

Din soluția de câmp magnetic staționar, s-a calculat valoarea inducției la borne $L = 0.22$ mH. Această valoare se modifică puțin în funcție de poziția rotorului, și a fost calculată din soluția de câmp obținută fără considerarea contribuției magnetilor permanenți. De aceea, în anumite lucrări se propune calculul acestei inducții când motorul este fără rotor. Starea de saturație magnetică poate fi mai pronunțată când magnetii sunt prezenți, și din acest motiv, inductivitatea calculată mai sus din ec. (14) poate avea în realitate valori ceva mai reduse.

4.2. Varianta B – BLDC cu creștături închise

Distribuția inducției magnetice în motorul BLDC cu creștături închise este prezentată în figura 9. Această construcție este utilă pentru realizarea statorului din două părți separate, partea dinților și partea jugului statoric. Prin această metodă înfășurarea statorului se poate bobina din exterior, după care bobinajul se introduce în jugul statoric ca într-un pahar. Această variantă constructivă este avantajoasă pentru realizarea bobinajului, dar generează apariția unui întrefier tehnologic între dinți și jugul statoric ce diminuează cuplul maxim al BLDC și creează pierderi suplimentare prin scurtcircuitarea tolelelor în zona de contact.

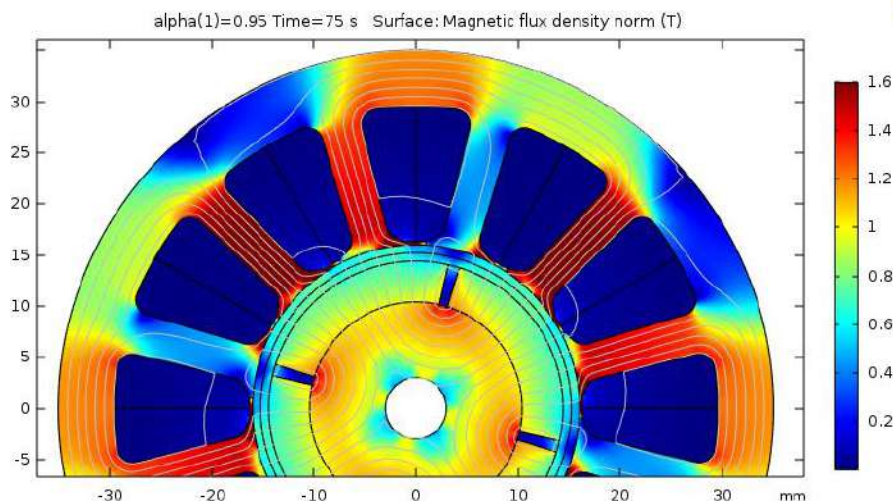


Fig.9. Distribuția inducției magnetice în BLDC pentru Variant A constructivă, cu dinții creștați.

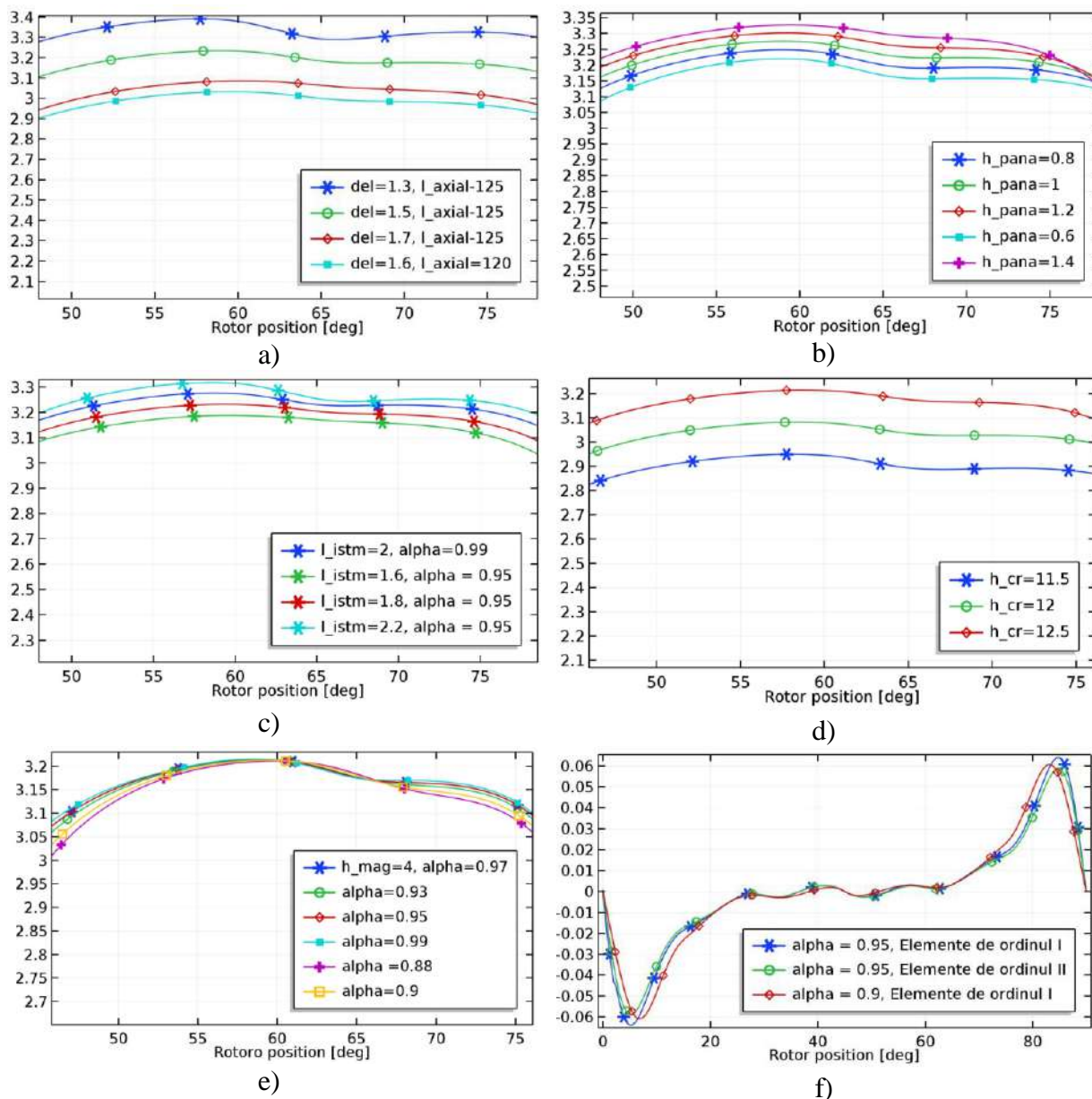


Fig. 10 Analiza formei cuplului electromagnetic funcție de poziția rotorului în funcție de diferite mărimi geometrice ale geometriei BLDC: $alpha$ – factorul de acoperire polară, del – lărgimea întrefierului, l_{istm} – lățimea istmului creștăturii, h_{pana} – înălțimea penei, h_{cr} – înălțimea creștăturii. Fig. 9.f) Cuplul de agățare – obținut la curent zero.

La fel ca în cazul variantei A, și în acest caz, optimizarea constructivă poate fi făcută în funcție de diverși parametrii geometrice (vezi fig. 10), cu scopul de a obține un cuplu cât mai liniar. Cuplul de agățare fig. 10.f) are valori reduse și în acest caz, dar se modifică mai puțin în funcție de factorul de acoperire polară $alpha$.

5. CONCLUZII

Lucrarea prezintă un algoritm simplu de predimensionare analitică a unui motor BLDC; precum și aspecte practice privind optimizarea acestuia cu ajutorul modelelor numerice bazate pe MEF și realizate cu ajutorul programului profesional COMSOL. Influența detaliilor constructive, precum creșterea dinților sau realizarea unei creștături închise cu dimensiuni optime, nu poate fi făcută, desigur, decât cu ajutorul calculatorului.

Din metodele propuse de calcul, *varianta B* de calcul al câmpului magnetic cu considerarea mișcării armăturii rotorului, rămâne o metodă mult mai rapidă și mai eficientă, comparativ cu *metoda A*, în care au fost considerate probleme separate de câmp magnetic staționar pentru poziții succesive ale rotorului.

Pentru calculul tensiunii induse este necesară realizarea unui model de câmp cuplat cu ecuația circuitului electric format din înfășurările aflate în conducție înseriate cu o rezistență de valoare mare, echivalentă unui voltmetru. T.e.m. se obține prin rotirea rotorului cu viteza maximă, considerându-se numărul de spire pe bobină cel rezultat din calculul analitic. În funcție de valoarea t.e.m.n. obținută se adaugă sau se scad spire pentru calibrarea înfășurării.

De asemenea, calculul câmpului magnetic permite calculul inductivității la borne cu precizie, o mărime importantă în proiectarea BLDC, de care depinde viteza de comutație a curentului în înfășurări.

BIBLIOGRAFIE

[1] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*, 2nd ed.: The Writers' Collective, 2003.

[2] J.R. Hendershot, T.J.E. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Machines*, Motor Design Books LLC; Second Edition, 2010.

[3] 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, Sept. 1995, pp. 539 - 546.

[4] P. P. Ling, Dahaman Ishak, T. L. Tiang, *Influence of magnet pole arc variation on the performance of external rotor permanent magnet synchronous machine based on finite element analysis*, 2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon).

[5] P. P. Ling, Dahaman Ishak, T. L. Tiang, *Influence of magnet pole arc variation on the performance of external rotor permanent magnet synchronous machine based on finite element analysis*, 2016 IEEE International Conference on Power and Energy (PECon).

[6] 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.

[7] 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.

[8] COMSOL Multiphysics, v 5.3, Reference Manual, User's Guide, Copyright© 1998-2018.

[9] O. Craiu, L. Melcescu, C. Boboc, M. Modreanu, *Proiectarea asistată a unui servomotor de curent continuu cu magneți permanenți cu caracteristica de cuplu și dimensiuni impuse*, Simpozionul de Mașini Electrice SME'15 – 23 Octombrie, 2015.

[10] N. Sadowski, Y. Lefevre, M. Lajoie-Mazenc, J. Cros, *Finite Element Torque Calculation in Electrical Machines while Considering Movement*, IEEE Trans. On MAG, vol. 28, No.2, March 1992, p. 1410-1413.