

OPTIMIZAREA NUMERICĂ A INDUSULUI UNUI MOTOR SINCRON CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ

Leonard MELCESCU*, Stefan ONCESCU*, Mihai MATEESCU*

* Universitatea POLITEHNICA din București, Facultatea de Inginerie ELECTRICA,
Departamentul de Mașini, Materiale și Acționări Electrice

lmelcescu@yahoo.co.uk, oncescustefan@yahoo.com, mihay.seby@gmail.com

Rezumat. Aparițiile unor norme de încadrare a motoarelor electrice în clase de eficiență energetică au dinamizat cercetările privind identificarea unor soluții pentru diminuarea pierderilor din mașinile electrice, în condițiile menținerii cotelor de gabarit și a performanțelor funcționale. Motoarele sincrone cu reluctanță variabilă reprezintă o soluție practică pentru încadrarea în clasele de eficiență energetică *super premium*, IE4, și *ultra premium*, IE5, într-o serie de aplicații ale sistemelor de acționări electrice pentru alimentarea cu apă potabilă, evacuarea apelor uzate, sisteme de ventilație și instalații din industria alimentară. Lucrarea prezintă un studiu realizat modele numerice, privind corelarea numărului de creștături ale statorului cu numărul de bariere de câmp ale rotorului unui motor sincron cu reluctanță variabilă în vederea diminuării oscilațiilor cuplului electromagnetic.

1. INTRODUCERE

Progresele din domeniul sistemelor de acționări electrice de curent alternativ permit utilizarea acestora pe scară largă, chiar și în aplicații comune în care nu este necesar un control riguros al vitezei, unde de regulă motoarele sunt alimentate direct de la rețea. Prin adaptarea continuă a parametrilor sursei de alimentare a motorului de curent alternativ, la caracteristicile aplicației, sistemul de acționare electrică poate avea o eficiență energetică superioară motorului electric alimentat de la rețea. Prezența inverterului rezolvă problemele specifice pornirii, în special în cazul motoarelor sincrone. Prin urmare într-o serie de aplicații, în locul motorului asincron se poate folosi un motor sincron, care în absența coliviei, poate avea un randament mai bun. Pentru a evita contactele alunecătoare, motorul sincron poate să fie cu magneți permanenți sau cu reluctanță variabilă, soluție preferată în aplicațiile industriale [1, 2].

Studiul prezentat este realizat pe un motor sincron cu reluctanță variabilă proiectat pentru a fi folosit în scopuri didactice. Principalele mărimi nominale și dimensiunile exterioare s-au ales plecând de la caracteristicile standului de încercări unde urmează a fi testat.

Acestea sunt: puterea nominală, $P_n = 0,75$ kW, tensiunea nominală, $U_n = 230$ V/Y, turația nominală, $n_n = 2100$ rot/min și frecvența nominală, $f_n = 70$ Hz.

Într-o primă etapă s-a urmărit identificarea unei geometrii a rotorului cu patru bariere de flux pe pol, considerând pentru miezul statorului o tola cu $Z_1 = 24$ de creștături, preluată de la un motor asincron cu carcasa din aluminiu în gabaritul 80, având puterea nominală $P_n = 0,75$ kW și $2p = 4$ poli. Cu ajutorul modelării numerice cu metoda elementelor finite s-a obținut o variantă a rotorului, [3], pentru care raportul reactanțelor sincrone este $X_d/X_q = 4,3$, Fig. 1. Curentul absorbit, factorul de putere și randamentul în punctul de funcționare nominal au valorile: $I_n = 3,34$ A, $\cos(\varphi_n) = 0,64$ și $\eta_n = 87,73\%$.

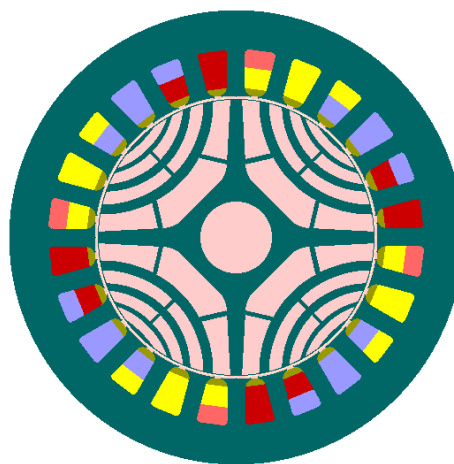


Fig. 1. Secțiunea transversală a motorului sincron cu reluctanță variabilă

Această soluție prezintă un dezavantaj dat de oscilația relativ mare a cuplului electromagnetic, de 7,32% față de valoarea medie, la alimentarea cu tensiune sinusoidală, Fig. 2, [3].

În lucrare se analizează influența numărului de creștături ale statorului asupra curbei de variație în timp a cuplului electromagnetic pentru aceeași structură a circuitului magnetic al rotorului. În afara cazului inițial, cu $Z_1 = 24$, se mai consideră următoarele valori pentru numărul de creștături ale statorului: $Z_1 = 27$, $Z_1 = 30$, $Z_1 = 33$ și $Z_1 = 36$.

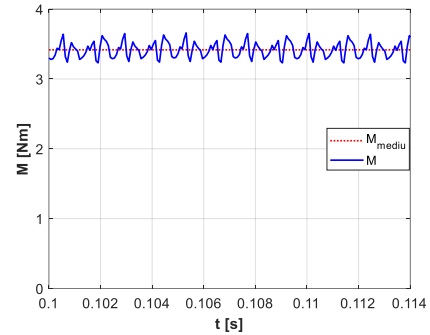


Fig. 2. Cuplul electromagnetic instantaneu

2. MODELUL NUMERIC 2D AL MOTORULUI CU RELUCTANȚĂ VARIABILĂ

Studiul este realizat pe baza unor modele numerice bidimensionale de tip cuplaj câmp-circuit elaborate în mediul de calcul Flux 2D [5]. Analiza funcționării motorului se face în instantaneu folosind modele de regim tranzitoriu, discretizarea în timp aplicându-se tensiunilor de alimentare sinusoidale și unghiului de poziție al rotorului. Problema de câmp magnetic consideră domeniul de calcul într-o secțiune transversală a motorului, alegerea făcându-se pe baza simetriilor constructive și funcționale. Astfel în funcție de numărul de creștături, Z_1 , ale statorului, domeniul de calcul se poate limita la un pol, $Z_1 \in \{24, 36\}$, la doi poli, $Z_1 = 30$ sau la patru poli, $Z_1 \in \{27, 33\}$. În Fig. 3 este prezentat domeniul de calcul pentru varianta inițială, cu $Z_1 = 24$ creștături. Pentru fiecare pas de timp, formularea problemei de câmp magnetic prin intermediul potențialului magnetic vector, \mathbf{A} , este descrisă de ecuația:

$$\text{rot}[(1/\mu(B)) \cdot \text{rot}(\mathbf{A})] = \mathbf{J}. \quad (1)$$

În relația de mai sus \mathbf{J} reprezintă densitatea curentului, iar $\mu(B)$ permeabilitatea magnetică, dependentă de inducția magnetică, deoarece problema de câmp consideră neliniaritatea circuitului magnetic. Pe exteriorul miezului statorului câmpul magnetic este tangențial și acest lucru se impune prin condiții de tip Dirichlet nule, $\mathbf{A} = 0$. Dacă domeniul de calcul cuprinde un număr par, respectiv un număr impar de poli, frontierele din lungul razelor, definite axele interpolare, sunt legate între ele printr-o condiție de tip periodicitate, $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_1$, respectiv de tip antiperiodicitate, $\mathbf{A}_2 = -\mathbf{A}_1$, Fig. 3.

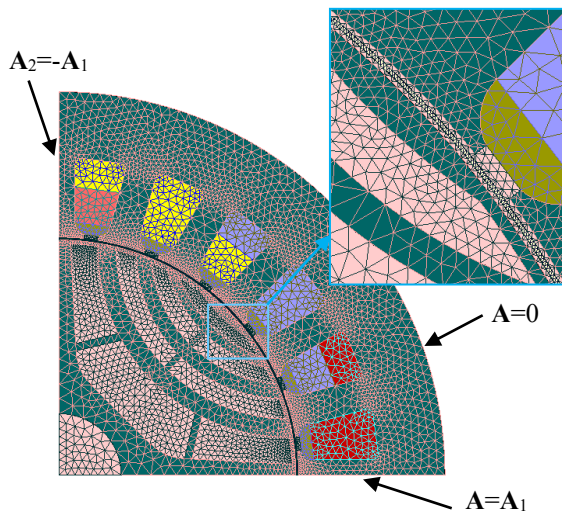


Fig. 3. Discretizarea domeniului de calcul și condițiile pe frontieră pentru varianta $Z_1 = 24$ creștături

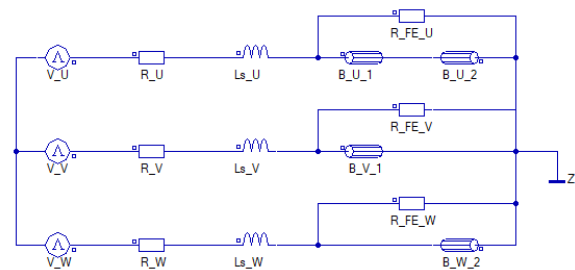


Fig. 4. Circuitul electric asociat problemei de câmp

Mișcarea rotorului este facilitată de folosirea tehnicii benzii alunecătoare, Fig. 3, care permite păstrarea discretizării regiunii rotorului pentru toate pozițiile succesive asociate problemei de regim tranzitoriu, [5].

Pentru a putea considera alimentarea în tensiune, problemei de câmp magnetic i se asociază un circuit electric. În circuitul fiecărei faze se află elementele de circuit corespunzătoare laturilor active ale înfășurărilor aflate în creștăturile din domeniul de calcul, B_{U_1} , B_{U_2} , B_{V_1} , B_{W_2} , câte o rezistență, R_U , R_V , R_W , câte o inductivitate pentru dispersiile din zonele capetele frontale ale înfășurărilor, L_{s_U} , L_{s_V} , L_{s_W} , câte o rezistență pentru considerarea pierderilor în fier, R_{Fe_U} , R_{Fe_V} , R_{Fe_W} , și câte o sursă de tensiune, V_U , V_V , V_W , Fig. 4. Rezistențele fazelor și inductivitățile de dispersie corespunzătoare capetelor frontale ale bobinelor se determină cu relațiile analitice cunoscute, iar rezistențele corespunzătoare pierderilor din miez se determină iterativ, după prelucrarea soluției problemei de câmp, [5].

Modificarea numărului de creștături ale statorului menținând aceeași structură a rotorului, implică re-proiectarea înfășurării și ajustarea lungimii axiale a mașinii pentru a avea aceeași valoare a fluxului pe pol, respectiv același nivel al saturației magnetice.

Tabelul 1. Parametrii înfășurărilor celor cinci variante ale statorului

Z_1	w_b	N_{bf}	w	l_i [mm]	τ	y	k_w	$R_{fază}[\Omega]$
24	28	8	224	90.0	6.0	5	0.933	2.52
27	25	9	225	89.6	6.8	6	0.947	2.60
30	23	10	230	87.7	7.5	7	0.957	2.69
33	21	11	231	87.3	8.3	8	0.959	2.74
36	19	12	228	88.4	9.0	8	0.945	2.61

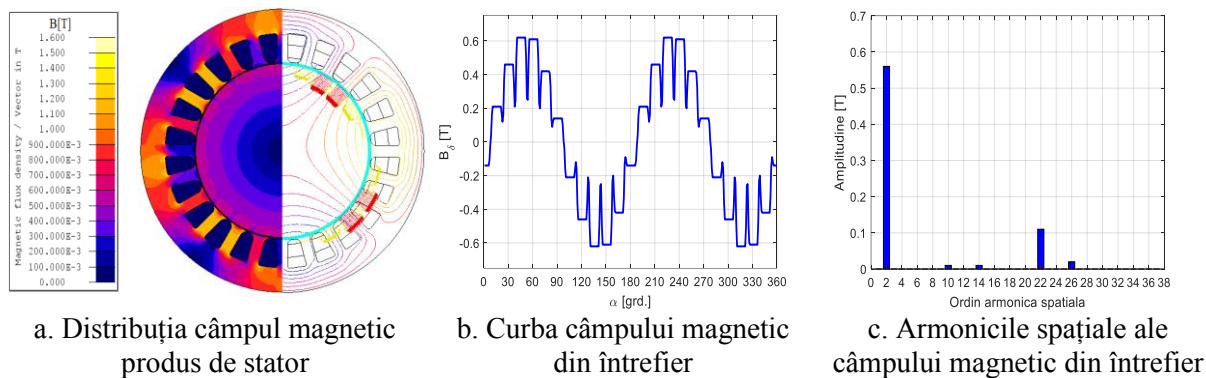
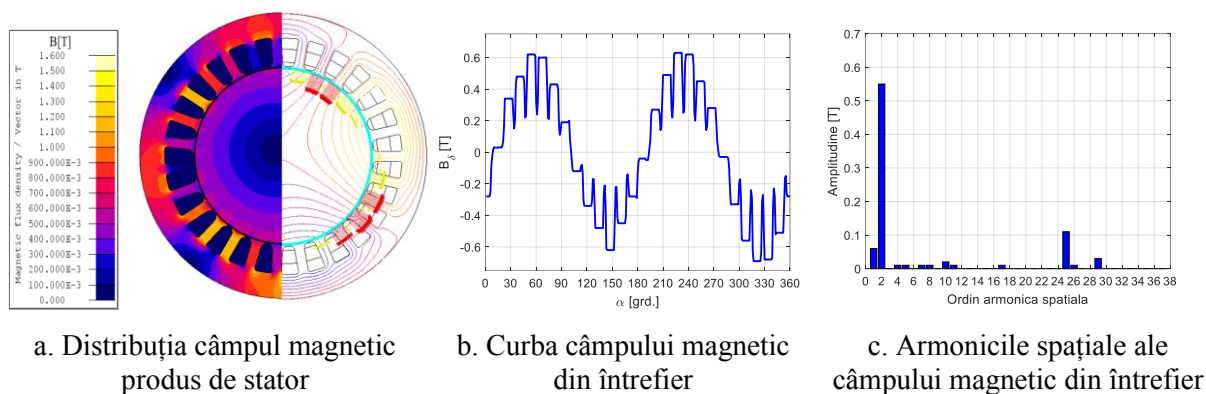
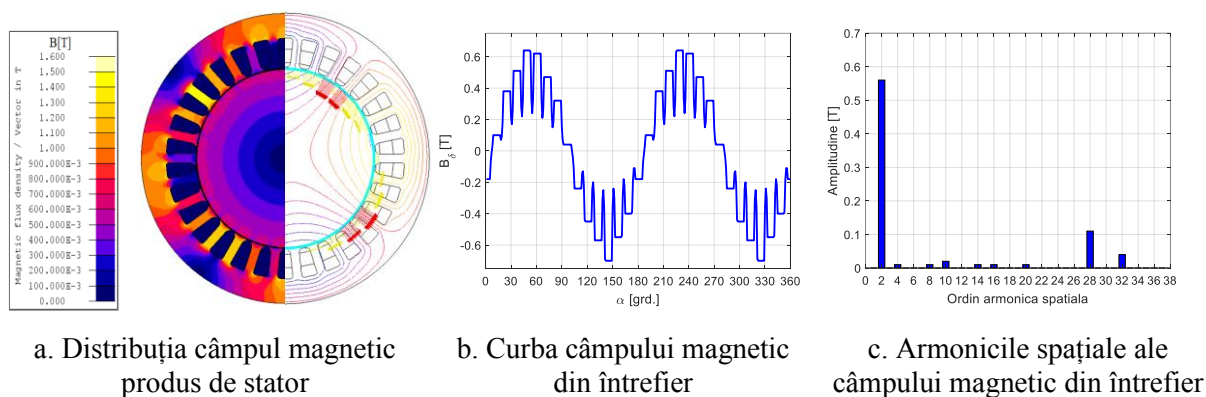
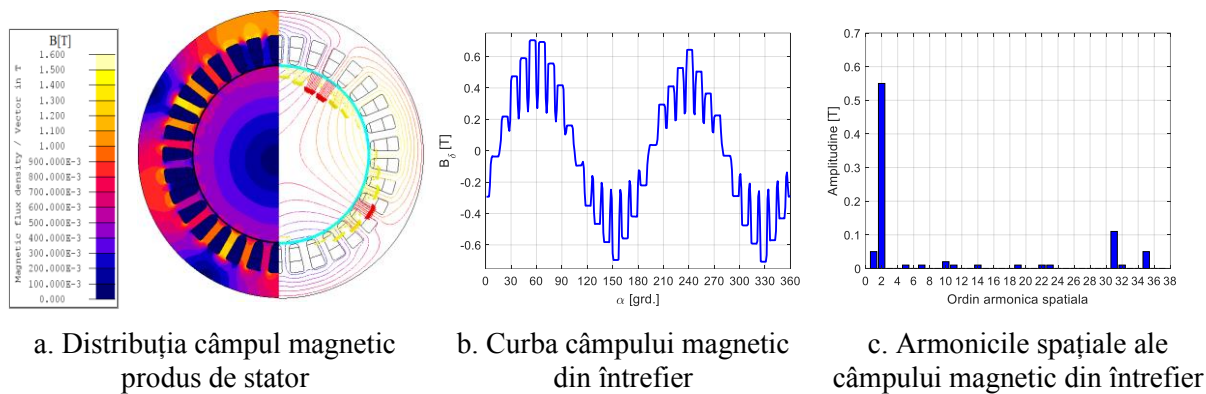
Pentru cele cinci variante ale statorului, în Tabelul 1 sunt specificate valorile parametrilor înfășurărilor trifazate: numărul de spire pe bobină, w_b , numărul de bobine pe fază, N_{bf} , numărul de spire pe fază, w , lungimea axială a pachetului de tole, l_i , pasul diametral, τ , și pasul bobinei, y , exprimate în număr de creștături, factorul de înfășurare al fundamentalei, k_w , și rezistența electrică a unei faze, $R_{fază}$, [4].

3. ANALIZA CÂMPULUI PRODUS DE STATOR

Dacă se consideră că alimentarea motorului se face de la o sursă de tensiune sinusoidală, ocluțiile cuplului electromagnetic instantaneu sunt determinate de neuniformitatea întrefierului, respectiv de interacțiunea armonicilor de dantură ale câmpului magnetic produs de stator cu circuit magnetic al rotorului.

Pentru determinarea distribuției câmpului magnetic din întrefier produs de stator și calculul amplitudinilor armonicilor spațiale produse exclusiv de structura miezului statorului, se consideră un rotor cu un circuit magnetic izotrop. Astfel în modelele numerice se „pasivizează” decupajele din tolele rotorului, considerând că regiunile respective fac parte din miezul rotorului.

Pentru cele cinci variante constructive ale statorului, în Fig. 5-9 sunt prezentate rezultatele modelelor numerice în instantaneu, după atingerea regimului stabilizat, în ipoteza că înfășurarea trifazată este alimentată cu tensiune sinusoidală, iar miezul rotorului este izotrop [4]. Distribuția câmpului magnetic din mașină, curba câmpului magnetic din întrefier și conținutul de armonici ale acestuia sunt reprezentate pentru momentul de timp în care curentul primei faze este maxim.

Fig. 5. Analiza câmpului magnetic produs de stator cu $Z_1 = 24$ creștături.Fig. 6. Analiza câmpului magnetic produs de stator cu $Z_1 = 27$ creștăturiFig. 7. Analiza câmpului magnetic produs de stator cu $Z_1 = 30$ creștăturiFig. 8. Analiza câmpului magnetic produs de stator cu $Z_1 = 33$ creștături

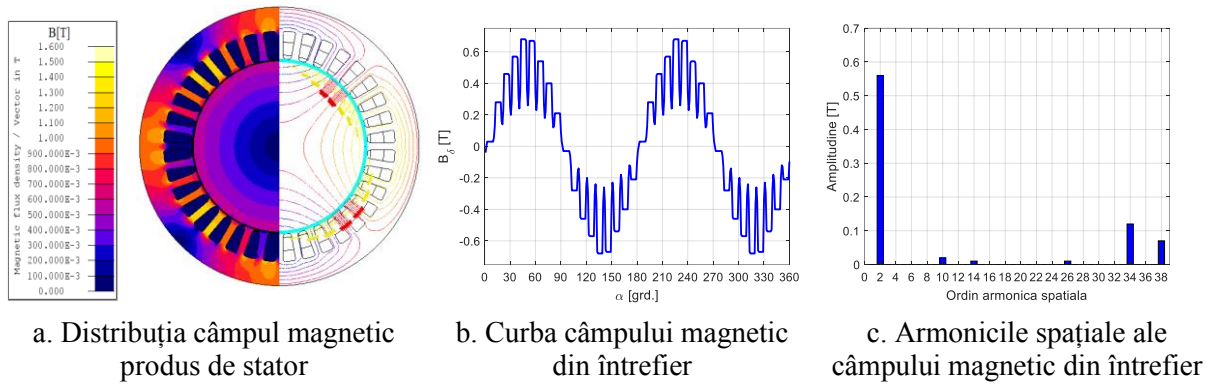


Fig. 9. Analiza câmpului magnetic produs de stator cu $Z_1 = 36$ crestături

Cum motorul are $p = 2$ perechi de poli, armonica spațială de ordinul 2 reprezintă fundamentala câmpului învârtitor, respectiv principala componentă ce contribuie la producerea cuplului electromagnetic. În cazul variantelor cu $Z_1 \in \{27, 33\}$ se constată existența unei subarmonici spațiale, care ar putea diminua cuplul mediu dacă rotorul nu ar fi realizat din tole. Existența acestei subarmonici este subliniată și de reprezentările din Fig. 6.a și Fig. 8.a, unde se observă o ușoară asimetrie a liniilor câmpului magnetic. Armonicile spațiale de ordinul 10 corespund armonicilor de ordinul 5 ale câmpului învârtitor și sunt determinate în mare măsură de neliniaritatea circuitului magnetic. Armonicile spațiale superioare sunt cele de dantură și au ordinul $Z_1 \pm p$: 24 și 26 pentru $Z_1=24$, 25 și 29 pentru $Z_1=27$, 28 și 32 pentru $Z_1=30$, 31 și 35 pentru $Z_1=33$, 34 și 38 pentru $Z_1=36$.



Fig. 10 Ponderile armonicilor spațiale de dantură pentru cele cinci variante ale statorului

Amplitudinile relative ale armonicilor de dantură ale câmpului magnetic al statorului, pentru variantele constructive studiate, sunt prezentate comparativ în Fig. 10. Aceste componente pot interacționa cu structura anizotropă a miezului rotorului și pot duce la apariția unor oscilații ale cuplului electromagnetic.

Rotorul cu $2p = 4$ poli și patru bariere de flux pe pol poate considerat ca o structură magnetică cu $Z_2 = 2 \cdot 2p = 4 = 32$ crestături echivalente. În aceste ipoteze armonicile de dantură ale rotorului vor avea ordinul $Z_2 + p = 34$ și $Z_2 - p = 30$. Prin urmare este de așteptat ca în cazul variantei cu $Z_1 = 36$ crestături, unde armonica spațială de ordinul 34 caracterizează ambele armături, curba cuplului electromagnetic să prezinte cele mai mari oscilații.

4. ANALIZA COMPARATIVĂ A PERFORMANTELOR

Comparația între cele cinci variante constructive ale motorului cu reluctanță variabilă se face pentru punctul de funcționare nominal. Pentru fiecare model numeric, în care se consideră că statorul este alimentat la tensiune nominală și că rotorul se învâрте cu viteza sincronă, încărcarea în sarcină se face prin stabilirea valorii unghiului intern al mașinii, respectiv a defazajului β dintre fazorul tensiunii de alimentare \underline{U} și componenta \underline{I}_q a fazorului curentului, Fig. 11. Determinarea punctului nominal se face prin intermediul unor parametri auxiliari într-o procedură iterativă, ilustrată în Fig. 12, în urma căreia se determină unghiul β , pentru care cuplul electromagnetic mediu are valoarea nominală, [3, 4].

Pentru o valoare dată a unghiului β se determină componentele fazorului reprezentativ al tensiunii:

$$\begin{cases} U_d = U_{nf} \sqrt{2} \cdot \cos(\alpha_U) = U_{nf} \sqrt{2} \cdot \cos\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) \\ U_q = U_{nf} \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha_U) = U_{nf} \sqrt{2} \cdot \sin\left(\beta + \frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (2)$$

Variația în timp a poziției rotorului față de stator poate fi exprimată în funcție de numărul de perechi de poli, p , de viteza unghiulară a rotorului, Ω , și de poziția inițială a acestuia, α_s , Fig. 12:

$$\theta(t) = p(\Omega \cdot t + \alpha_s). \quad (3)$$

Dacă se cunoaște poziția rotorului, cu ajutorul ecuațiilor (4) se obțin valorile instantanee ale tensiunilor de alimentare și problema de câmp pentru un pas de timp poate fi rezolvată.

$$\begin{aligned} u_U(t) &= U_d \cdot \cos(\theta) + U_q \cdot \sin(\theta) \\ u_v(t) &= U_d \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + U_q \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_w(t) &= U_d \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + U_q \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4)$$

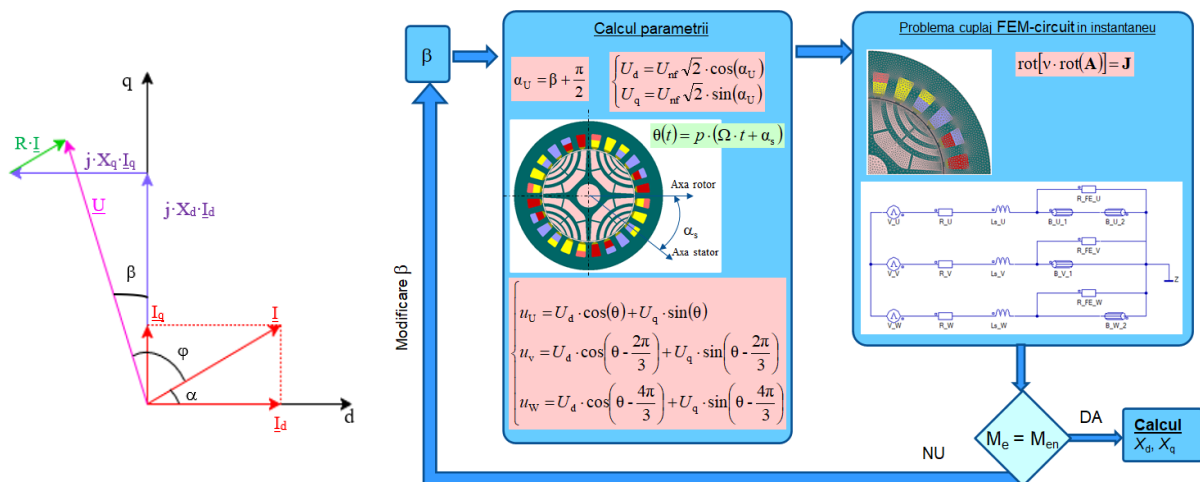


Fig. 11 Digrama fazorială a motorului cu reluctanță variabilă

Fig. 12 Procesul iterativ de determinare al punctului de funcționare nominal

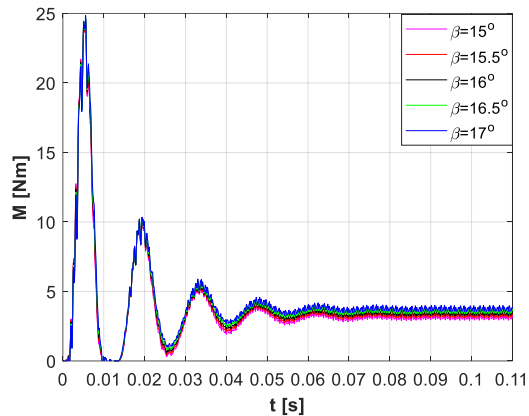


Fig. 13 Evoluția cuplului electromagnetic pentru diferite valori ale unghiului β , în cazul $Z_1 = 24$

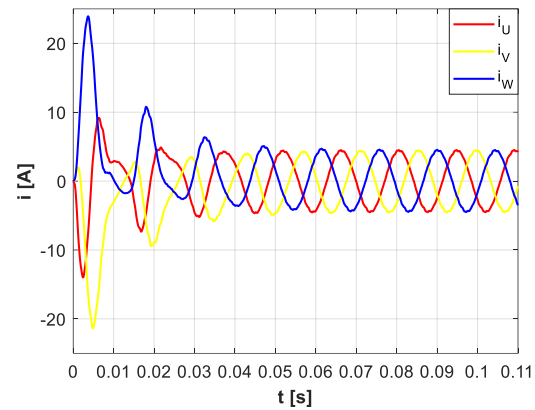


Fig. 14 Curenții fazelor pentru $\beta = 16^\circ$ în cazul $Z_1 = 24$

Cuplul mediu dezvoltat de motor poate fi calculat ca medie a cuplului instantaneu în intervalul de timp corespunzător unei rotații complete, după atingerea regimului stabilizat, Fig. 13. În prima parte a intervalului se evidențiază un procesul tranzitoriu electric în urma căruia curenții se stabilizează, Fig. 14. În tabelul de mai jos sunt prezentate valorile unghiului β corespunzătoare funcționării în regim nominal, pentru variantele constructive analizate.

		$Z_1 = 24$	$Z_1 = 27$	$Z_1 = 30$	$Z_1 = 33$	$Z_1 = 36$
β	[$^\circ$]	15,95	15,23	16,25	16,45	15,05
M	[Nm]	3,417	3,411	3,417	3,416	3,417

Variația în timp a cuplului electromagnetic pentru cele cinci variante ale statorului este prezentată comparativ în Fig. 15. Din analiza curbelor rezultă că cea mai avantajoasă variantă este cea cu $Z_1 = 33$ de creștături, unde oscilația cuplului are o amplitudine de 2,77% din valoarea medie, o valoare mult mai mică decât 7,32%, în cazul variantei inițiale cu $Z_1 = 24$ creștături. După cum era de așteptat oscilațiile cele mai mari apar în cazul variantei cu $Z_1 = 36$ creștături.

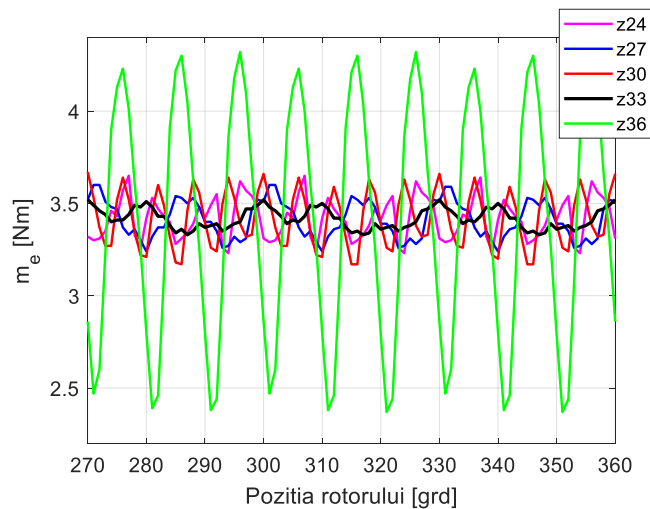


Fig. 15 Evoluția cuplului electromagnetice pe o semiperioadă a regimului stabilizat

Determinarea reactanțelor sincrone pe baza rezultatelor obținute din modelele numerice se face folosind diagrama fazorială din Fig. 16, prin introducerea unor parametrii suplimentari.

Din soluția unei probleme de câmp pentru o anumită poziție θ a rotorului, rezultă curenții celor trei faze. Cu ajutorul ecuațiilor (5) se pot calcula componente fazorului curentului statorului, I_d și I_q . Tensiunile electromotoare ale celor trei faze, e_U , e_V și e_W sunt preluate din modelul de circuit din Fig. 4 de la bornele rezistențelor R_{Fe_U} , R_{Fe_V} și R_{Fe_W} . Pe baza relațiilor (6) rezultă componentele fazorului tensiunii electromotoare, E_d și E_q .

Din diagrama fazorială, Fig. 16, rezultă relațiile (7) pentru calculul reactanțelor sincrone utile, longitudinală și transversală, X_{ad} și X_{aq} , respectiv a reactanțelor sincrone, X_d și X_q , [6].

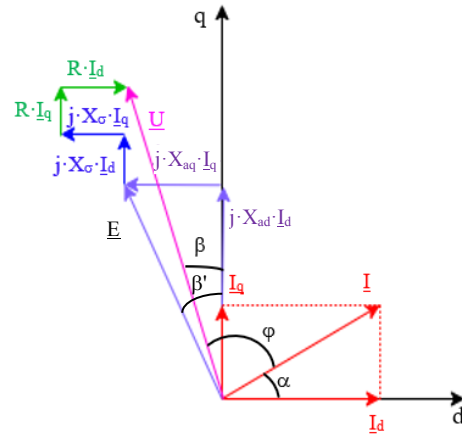


Fig. 16 Diagrama fazorială a motorului cu reluctanță variabilă cu evidențierea tensiunii electromotoare

$$I_d = \frac{2}{3} \left[i_U \cdot \cos(\theta) + i_V \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_W \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (5)$$

$$I_q = -\frac{2}{3} \left[i_U \cdot \sin(\theta) + i_V \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_W \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

$$E_d = \frac{2}{3} \left[e_U \cdot \cos(\theta) + e_V \cdot \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + e_W \cdot \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (6)$$

$$E_q = -\frac{2}{3} \left[e_U \cdot \sin(\theta) + e_V \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + e_W \cdot \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right]$$

$$\begin{cases} X_{ad} = \frac{E_q}{I_d} \\ X_{aq} = \frac{E_d}{I_q} \end{cases} \quad \begin{cases} X_d = X_{ad} + X_{\sigma} \\ X_q = X_{aq} + X_{\sigma} \end{cases} \quad (7)$$

Reactanța de dispersie, X_{σ} din relațiile (7) corespunde inductivităților de dispersie din zonele capetelor frontale ale bobinelor înfășurării statorului, notate în modelul de circuit din Fig. 4, cu L_{s_U} , L_{s_V} și L_{s_W} .

Valorile finale ale reactanțelor, Tabelul 3, rezultă ca medii, pe o perioadă electrică, a rezultatelor obținute cu relațiile de mai sus, din modelele numerice de regim tranzitoriu, după ce s-a atins regimul stabilizat.

Tabelul 3. Reactanțele sincrone ale variantelor constructive		$Z_1 = 24$	$Z_1 = 27$	$Z_1 = 30$	$Z_1 = 33$	$Z_1 = 36$
X_d	[Ω]	64,30	75,19	66,29	66,05	62,98
X_q	[Ω]	14,94	18,79	15,21	15,29	14,47
X_d/X_q	-	4,30	4,00	4,36	4,32	4,35

Tabelul 4. Puterea absorbită în regimul nominal

		$Z_1 = 24$	$Z_1 = 27$	$Z_1 = 30$	$Z_1 = 33$	$Z_1 = 36$
U_f	[V]	133	133	133	133	133
I_f	[A]	3,34	3,35	3,31	3,32	3,36
P	[W]	854,8	856,2	858,2	857,7	858,5
S	[VA]	1332,7	1336,6	1320,8	1324,7	1340,6
$\cos(\varphi)$	-	0,64	0,64	0,65	0,65	0,64

Prin prelucrarea mărimilor electrice asociate surselor de tensiune din modelul de circuit din Fig. 4 se determină puterea aparentă absorbită în punctul nominal, puterea activă și factorul de putere. Din datele din Tabelul 4 rezultă că modificarea numărului de creștături ale statorului nu influențează semnificativ caracteristicile puterii absorbite.

5. CONCLUZII

În lucrare s-au analizat caracteristicile unor variante constructive ale unui motor sincron cu reluctanță variabilă având același rotor, pentru cinci configurații diferite ale miezului statorului, definite de numărul de creștături. Prin acest studiu s-a urmărit identificarea unei variante a motorului care dezvoltă un cuplu electromagnetic cu oscilații cât mai mici.

Studiul s-a realizat pe modele numerice de regim tranzitoriu tip cuplaj câmp-circuit care au considerat alimentarea cu tensiune sinusoidală și mișcarea rotorului cu viteza sincronă. Modelarea încărcării în sarcină se face prin intermediul unghiului intern al mașinii.

Oscilațiile cuplului sunt date în mare măsură de armonicile de dantură din curba distribuției spațiale a componentei normale a inducției magnetice din întrefier, respectiv de interacțiunea acestora cu circuitul magnetic anizotrop al rotorului. Pentru determinarea armonicilor spațiale ale câmpului din întrefier produs de stator, pentru fiecare variantă constructivă s-au elaborat modele numerice în care rotorul este considerat izotrop, fără bariere de câmp.

Modificarea numărului de creștături ale statorului implică schimbarea înfășurării și a poziției axei de referință a statorului. Unghiul intern, pentru care cuplul electromagnetic mediu dezvoltat de motor este egal cu cel nominal, depinde de numărul de creștături ale statorului însă diferențele sunt reduse. Raportul reactanțelor sincrone X_d/X_q nu depinde semnificativ de numărul de creștături ale statorului, deoarece este influențat preponderent de geometria rotorului. Diferențe mici sunt și între valorile curentului absorbit pentru variantele studiate, rezultând un factor de putere apropiat, în intervalul: $\cos(\varphi)=0,64\div 0,65$.

Din analiza curbelor cuplului electromagnetic instantaneu, rezultă că varianta cu $Z_1 = 33$ de creștături are cele mai mici oscilații.

BIBLIOGRAFIE

- [1] ABB, *Low Voltage IE5 Synchronous reluctance motors*, Catalog – December 2019, www.abb.com/motors&generators
- [2] <https://new.siemens.com/global/en/products/drives/topic-areas/reluctance-drive-system.html>
- [3] Oncescu Șt., *Dimensionarea electromagnetică și modelarea numerică a unui motor sincron cu reluctanță variabilă* – Proiect de licență, Universitatea Politehnică din București, 2019.
- [4] Mateescu M.S., *Dimensionarea electromagnetică și modelarea numerică a unui motor sincron cu reluctanță variabilă* – Proiect de licență, Universitatea Politehnică din București, 2021.
- [5] CEDRAT Flux2D/3D, “User’s guide”;
- [6] Melcescu L. Craiu O., *Modelarea Numerică A Mașinilor Sincrone Cu Magneți Permanenți*, Editura Politehnică PRESS, București 2016, ISBN 978-606-515-684-5.