

# Controlul modelului d-q al motorului sincron cu reluctanță

Popescu Mihai-Daniel  
Facultatea de Automatică și Calculatoare  
Departamentul de Automatică și Informatică Aplicată  
Universitatea Tehnică Gheorghe Asachi  
Iași, România  
[mihai-daniel.popescu@student.ro](mailto:mihai-daniel.popescu@student.ro)

**Abstract** – În aceasta lucrare se prezintă modelul motorului sincron cu reluctanță și deducerea formulelor matematice ce ajută la urmărirea dinamicii curenților și vitezelor. Totodată, se vor realiza regulatoare de tip PI pentru controlul motorului, iar cu ajutorul mediului Matlab se vor simula rezultatele bazate pe performanțe. În final, se va face o analiză a performanțelor obținute în urma implementării reguletoarelor în comparație cu performanțele impuse.

**Cuvinte cheie** – reluctanță, sincron, curent, turație, d-q, control, dinamică, semnale, cuplaj, perturbații, regulator, performanțe.

## I. INTRODUCERE

Termenul "mașină cu reluctanță variabilă" (VRM) acoperă o gamă foarte largă de dispozitive care folosesc direct sau indirect variația permeabilității decalajului de aer pentru a converti energia electromecanică. Diferite topologii, asociate cu moduri specifice de alimentare, au fost proiectate, studiate și testate pentru a satisface specificațiile diferitelor aplicații, cu performanțe foarte variabile. Deși majoritatea structurilor nu au depășit stadiul de prototip, două familii - mașinile sincrone de reluctanță sau synchro-reluctant (Synchrel) și mașinile cu reluctanță comutată (SRM) - au performanțe și potențiale foarte interesante. Acestea din urmă sunt deja bine stabilite în industrie.

Rotoarele acestor două familii de mașini sunt lipsite de orice sursă de forță magnetomotoare (magneți permanenți și înfășurare alimentată). Doar statorul susține înfășurarea polifazăată (concentrată pentru SRM și în general distribuită pentru Synchrel). Aceasta le conferă o robustețe incontestabilă și avantaje reale pentru aplicații cu viteze mari. În ambele cazuri, operația sincronă poate fi obținută atunci când alimentarea lor este supravegheată de un control corespunzător.

Aceste mașini nu sunt lipsite de defecte. Astfel, principalul dezavantaj a mașinilor Synchrel constă în factorul lor de putere, care este relativ limitat în cazul structurilor de bază. Îmbunătățirea acestuia implică adoptarea de topologii specifice care cresc complexitatea fabricației și prețul.

Pe de altă parte, SRM generează un cuplu pulsant semnificativ inherent principiului lor de funcționare. Acest cuplu poate fi redus prin control, dar în detrimentul eficienței ansamblului mașină-convertoare.

Avantajele mașinilor Synchrel și SRM, în special în poziția de funcționare, compensează totuși dezavantajele lor, ceea ce le face atrăgătoare pentru diverse aplicații, în special cele cu viteze mari. Indiferent de convertorul electromecanic folosit, un control care combină robustețea și performanțe bune depinde, printre altele, de un model precis al mașinii. Proiectarea controlului necesită un model analitic al structurii care este dezvoltat sub un anumit număr de ipoteze de simplificare, ceea ce limitează precizia acestuia. Un compromis constă în a combina simplitatea modelului cu eficiența controlului. În general, saturarea materialelor magnetice nu este de neglijat în cazul mașinilor Synchrel și SRM. Acest lucru se datorează unui decalaj de aer, adesea foarte mic, specific acestor mașini. Acest aspect poate fi posibil luat în considerare în modelul mașinii.

În continuare, se va prezenta și descrie principiul de funcționare a motorului sincron cu reluctanță și se vor introduce noțiuni despre modelarea mașinilor sincrone, inclusiv una dintre strategiile de control.

## II. MODELAREA MOTORULUI CU RELUCTANTA VARIABILA

Mașina Synchrel (SRM) este o structură al cărei stator, realizat din foi de oțel laminat, este identic cu cel al unei mașini sincrone sau de inducție clasice, având o zonă îngustă cu fante cu deschideri slabe. Este echipată cu o înfășurare polifazăată cu perechi de poli ( $p_1$ ), distribuită în general și alimentată cu o sursă polifază sinusoidală pentru a genera un câmp rotativ. Rotorul acestei mașini este evident, având un număr de dinți ( $N_r$ ) cu fante care sunt de obicei mai mari decât cele ale statorului. În versiunea sa de bază, poate fi, de asemenea, realizat din foi de oțel laminat. exemplul de mașină Synchrel cu  $N_r = 4$  este prezentată în Fig. 1.



Fig. 1. Masină sincronă cu reluctanță

Iar în Fig. 2. Putem observa secțiunile a două dintre cele mai interesante topologii din punct de vedere al cuplului de masă și a factorului de putere: Synchrel cu ghidaje de flux [1] și Synchrel cu axe laminate [2].

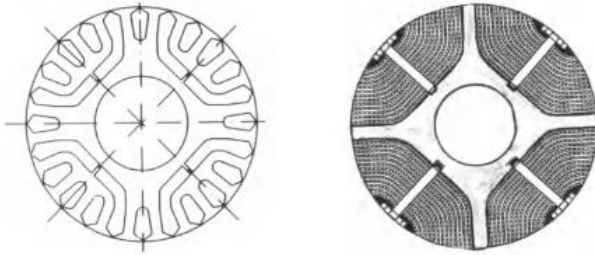


Fig. 2. Secțiunile celor 2 mașini Synchrel

Principiul de funcționare al mașinii sincrone cu reluctanță se bazează pe minimizarea reluctanței observate de câmpul magnetic al armaturii în mișcare. Putem arăta ușor că o operație sincronă, lipsită de fluctuații semnificative ale cuplului, este asigurată dacă  $Nr$  și  $p_1$  îndeplinesc următoarea condiție [3]:

$$Nr = 2 \cdot p_1 \quad (1)$$

Astfel, rotorul, având atâtea dinți cât sunt polii statorului, va roti la aceeași viteză cu câmpul rotativ al statorului, astfel încât acesta tinde să întâlnească o reluctanță minimă. Începând de atunci, operația este sincronă, cu o viteză  $\Omega$  a cărei expresie este dată de:

$$\Omega = \omega / p_1 \quad (2)$$

unde  $\omega$  reprezintă pulsația de alimentare a variabilelor statorului.

Prin adoptarea ipotezelor de simplificare dedicate modelării în vederea controlului acționărilor sincrone, ecuația matricială care guvernează variabilele electrice ale statorului unei mașini Synchrel trifazate este scrisă în următoarea formă [4], [5]:

$$(v_3) = R_s \cdot (i_3) + \frac{d(\Psi_3)}{dt} \quad (3)$$

unde  $R_s$  reprezintă rezistența de fază, iar  $(v_3)$ ,  $(i_3)$  și  $(\Psi_3)$  reprezintă vectorii de tensiune, curent și flux, respectiv, în legătură cu fazele statorului mașinii.

Studiul și controlul mașinilor Synchrel sunt de obicei realizate folosind modelul d-q. Pentru a dezvolta acest model, folosim transformata Park. Obținem apoi expresiile diferitelor variabile electrice, date în sistemul de referință legat de rotor. Astfel, prin aplicarea acestei transformări, se obține descrierea circuitului electric prin ecuațiile de echilibru al tensiunilor [6]:

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - p_1 \cdot \Omega \cdot \psi_q + \frac{d(\psi_d)}{dt} \\ v_q = R_s \cdot i_q + p_1 \cdot \Omega \cdot \psi_d + \frac{d(\psi_q)}{dt} \end{cases} \quad \square 4 \square$$

unde  $v_d, v_q$  reprezintă tensiunile statorului și  $i_d, i_q$  reprezintă curenții statorului conform axelor directe d și în cvadratură q. Iar  $\psi_d, \psi_q$  reprezintă fluxurile conform acestor axe și sunt exprimate:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d \quad (5)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q \quad (6)$$

Controlul mașinii Synchrel se bazează pe abordarea de control vectorial prin intermediul variabilelor exprimate în sistemul de referință d - q. Cuplul electromagnetic este proporțional cu produsul curenților statorului  $i_d$  și  $i_q$ , după cum este arătat de relația următoare:

$$C_{em} = p_1 \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q \quad (7)$$

În aplicațiile care necesită o bună dinamică la viteze reduse (răspuns rapid la cuplu), adesea preferăm să controlăm mașina Synchrel folosind un curent constant  $i_d$ . Acest lucru ne permite să impunem flux în mașină, deoarece inductanța axei d este mare în comparație cu cea a axei q. Principiul acestui control este similar cu cel al unei mașini de curent continuu cu excitație separată. Componenta curentului statorului de-a lungul axei d, care joacă rolul de excitație, ne permite să stabilim valoarea fluxului în mașină (flux nominal  $\Psi_{dn}$ ). Componenta de-a lungul axei q joacă rolul curentului de armatură și ne permite să controlăm cuplul.

Strategia folosită pentru controlul acestui motorului sincron cu reluctanță se numește controlul vectorial cu  $i_d$  constant și este prezentată în continuare.

Cuplul poate apoi fi exprimat într-un mod specific [7]:

$$C_{em} = K \cdot i_q \quad (8)$$

cu:

$$K = p_1 \cdot (L_d - L_q) \cdot i_{dref} \quad (9)$$

și

$$i_{dref} = \frac{\Psi_{dn}}{L_d} \quad (10)$$

Înlocuind în (3), (4) în (2) rezultă:

$$\begin{cases} L_d \cdot \frac{di_d}{dt} + R_s \cdot i_d = v_d + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q \\ L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + R_s \cdot i_q = v_q - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d \end{cases} \quad (11)$$

Aplicând transformata Laplace pe (9):

$$\begin{cases} L_d \cdot s \cdot I_d(s) + R_s \cdot I_d(s) = v_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q \\ L_q \cdot s \cdot I_q(s) + R_s \cdot I_q(s) = v_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d \end{cases} \quad (12)$$

Extragând  $I_d(s), I_q(s)$ :

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{1}{R_s + L_d \cdot s} \cdot (v_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q) \\ I_q(s) = \frac{1}{R_s + L_q \cdot s} \cdot (v_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d) \end{cases} \quad (13)$$

Notând:

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (14)$$

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s} \quad (15)$$

Rezultă:

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_d + 1} \cdot (v_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q) \\ I_q(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{s \cdot \tau_q + 1} \cdot (v_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d) \end{cases} \quad (16)$$

Sistemul mecanic este descris de relația fundamentală a dinamicii sistemelor în rotație:

$$\frac{J}{f} \cdot \frac{d\Omega}{dt} + \Omega = \frac{1}{f} \cdot (C_{em} - C_{ch}). \quad (17)$$

unde J reprezintă momentul de inerție al sistemului, iar f este coeficientul de frecare vâscoasă.

Aplicând transformata Laplace și înlocuind (8) în (17) se obține:

$$\Omega(s) = \frac{\frac{1}{f}}{s + \frac{1}{f}} (K \cdot i_q - C_{ch}). \quad (18)$$

Astfel motorul sincron cu reluctanță în coordonate d-q este descris prin modelul curenților d-q (16) și respectiv modelul sistemului mecanic (18).

### III. SIMULAREA DINAMICII MODELULUI MOTORULUI SINCRON CU RELUCTANȚĂ

Pornind de la modelul (16) și (18) s-a implementat în simulink schema bloc a motorului sincron, reprezentată în Fig. 3, pe baza parametrilor electrici și mecanici ai motorului sincron cu reluctanță furnizați în Tabelul I [4].

TABLE I. PARAMETRII MOTORULUI

$R_s(\Omega)$	$L_d(H)$	$L_q(H)$	$J(kg \cdot m^2)$	$f(Nm/(rd/s))$
7.8	0.54	0.21	0.038	0.0029

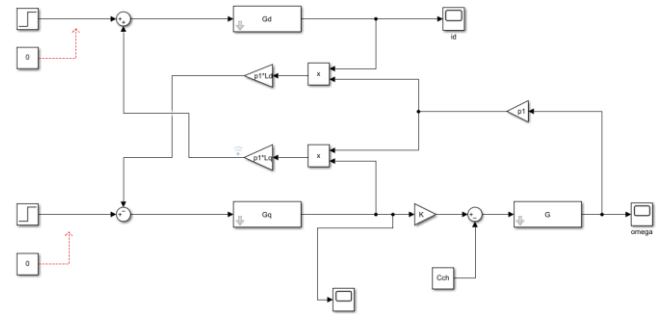


Fig. 3. Modelul simulink al motorului sincron cu reluctanță

Din modelul motorului se observă că este un sistem multivariabil neliniar și cuplat. Analiza dinamicii acestui model s-a realizat prin aplicarea semnalelor treaptă pe intrarea  $v_d$  la momentul  $t_0 = 10s$  și pe intrarea  $v_q$  la  $t_1 = 1s$ , iar rezultatele obținute sunt reprezentate în Fig. 4 pentru cuplajul curenților și Fig. 5 pentru evoluția dinamicii turației.

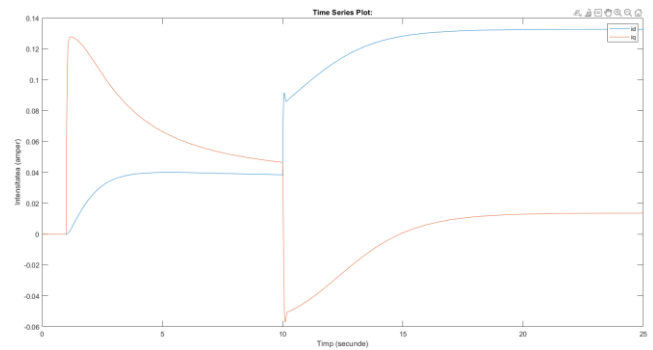


Fig. 4. Cuplajul curenților  $i_d$  și  $i_q$

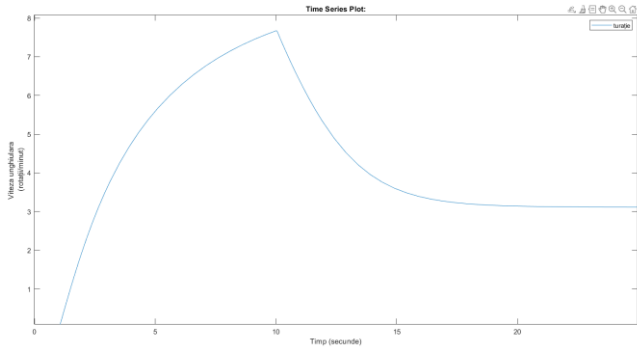


Fig. 5. Dinamica vitezei rotorului

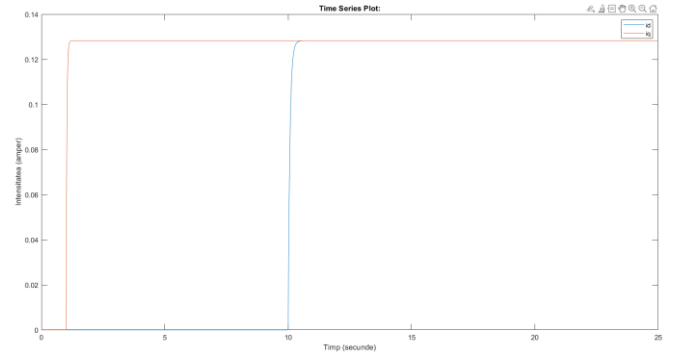


Fig. 7. Dinamica curenților  $i_d$  și  $i_q$  după decuplare

Se observă perturbația celor 2 curenți din Fig. 4, pentru decuplarea acestora se introduc componentele de tip feedforward :

$$\begin{cases} u_d = -p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q \\ u_q = p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d \end{cases} \quad (19)$$

Se introduce (19) în (16) :

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{1}{s \cdot \tau_d + 1} \cdot (v_d(s) + p_1 \cdot \Omega \cdot L_q \cdot i_q + u_d) \\ I_q(s) = \frac{1}{s \cdot \tau_q + 1} \cdot (v_q(s) - p_1 \cdot \Omega \cdot L_d \cdot i_d + u_q) \end{cases} \quad (20)$$

Și rezultă:

$$\begin{cases} I_d(s) = \frac{1}{s \cdot \tau_d + 1} \cdot v_d(s) \\ I_q(s) = \frac{1}{s \cdot \tau_q + 1} \cdot v_q(s) \end{cases} \quad (21)$$

Schema aferentă sistemului cu decuplator este reprezentată în Fig. 6.

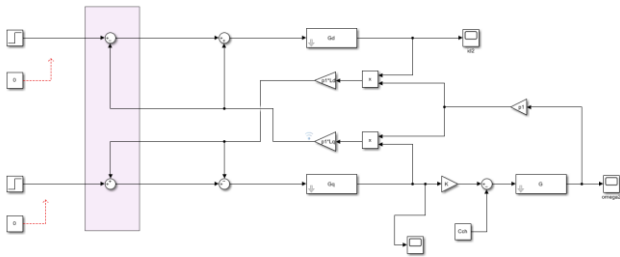


Fig. 6. Modelul simulink pentru motorul sincron cu decuplator

Iar rezultatele pentru curenții decuplați se observă în Fig. 7.

Evoluția turației motorului este reprezentată în Fig. 8.

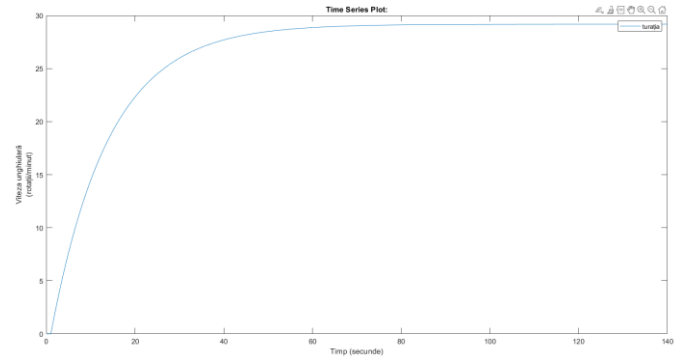


Fig. 8. Dinamica vitezei rotorului după decuplare

În urma decuplării au rezultat 2 sisteme monovariabile liniare descrise de (21). Acest lucru este de dorit pentru continuarea analizei controlului motorului sincron cu reluctanță.

#### IV. PROIECTAREA REGULATOARELOR DE CURENT

Pe baza celor 2 modele ale sistemului electric (17), respectiv mecanic (21) rezultă un sistem rapid cu constante de timp mici (modelul curenților) și un sistem mai lent (dinamica vitezei unghiulare). Din acest motiv reglarea motorului sincron se va realiza printr-o structură în cascada. Astfel, bucla internă este destinată controlului reglării curenților, iar bucla externă controlului turației. În cele ce urmează în această secțiune se reprezintă proiectarea reglatoarelor de curent:

Partea fixată pentru cele 2 regulatoare de curent este descrisă de elementele de ordin 1 din (21). Pe baza acestora se vor proiecta 2 regulatoare PI prin metoda alocării polilor [9], [10] pentru a regla curenții  $i_d$  și  $i_q$ . Performanțele impuse celor 2 regulatoare sunt:

- Eroare staționară nulă ( $e_p = 0$ )
- Suprareglarea mai mică decât 5% ( $\sigma \leq 5\%$ )
- Duratele regimului tranzitoriu: mai mici decât 0.1s, 0.05s ( $t_{td} \leq 0.1s, t_{tq} \leq 0.05s$ )

Pe baza performanțelor se calculează polinoamele caracteristice:

$$P_{crj} = s^2 + 2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2, j = d, q \quad (22)$$

Cu parametrii:

$$\zeta = \frac{-\ln(\sigma)}{\sqrt{\pi^2 + \ln(\sigma)^2}} \quad (23)$$

unde  $\zeta$  reprezintă coeficientul de amortizare,

$$\omega_n = \frac{4}{t_{tj} \cdot \zeta} \quad (24)$$

unde  $\omega_n$  reprezintă pulsația naturală.

Cele 2 sisteme din (21) sunt procese de ordinul 1, deci funcțiilor de transfer vor avea forma:

$$G_{fj}(s) = \frac{K_{fj}}{T_{fj}s + 1} \quad (25)$$

unde  $K_{fj}$  reprezintă factorul de amplificare și  $T_{fj}$  reprezintă constanta de timp.

Iar regulatoarele PI aferente acestora vor avea forma:

$$G_{rj}(s) = K_{pj} + K_{ij} \cdot \frac{1}{s} \quad (26)$$

unde  $K_{pj}$ ,  $K_{ij}$  reprezintă parametrii de acord ai regulatorului pentru componenta proporțională, respectiv pentru componenta integrală.

Se calculează funcțiile de transfer in buclă închisă:

$$G_{0j}(s) = \frac{G_{fj} \cdot G_{rj}}{1 + G_{fj} \cdot G_{rj}} \quad (27)$$

După ce se înlocuiește (25) și (26) în (27) rezultă  $G_{0j}$  de forma:

$$G_{0j} = \frac{\frac{K_{pj} \cdot K_{fj}}{T_{ij} \cdot T_{fj}} (1 + s \cdot T_i)}{s^2 + \frac{1 + K_{pj} \cdot T_{fj}}{T_{fj}} \cdot s + \frac{K_{pj} \cdot K_{fj}}{T_{ij} \cdot T_{fj}}} \quad (28)$$

Se alege polinomul caracteristic, acesta fiind numitorul lui  $G_{0j}$  din (28):

$$P_{c0j} = s^2 + \frac{1 + K_{pj} \cdot T_{fj}}{T_{fj}} \cdot s + \frac{K_{pj} \cdot K_{fj}}{T_{ij} \cdot T_{fj}} \quad (29)$$

Impunem ca (22) și (29) să fie egale, astfel se egalează coeficienții polinoamelor în funcție de puterile lui  $s$ .

Parametrii reguletoarelor PI obținuți cu metoda alocării polilor vor fi:

$$K_{pj} = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot T_{fj} - 1}{K_{fj}} \quad (30)$$

$$T_{ij} = \frac{2 \cdot \zeta \cdot \omega_n \cdot T_{fj} - 1}{T_{fj} \cdot \omega_n^2} \quad (31)$$

unde

$$T_{ij} = \frac{K_{pj}}{K_{ij}} \quad (32)$$

Structura de reglare a curenților decuplați, cu regulatoare este reprezentată în Fig. 7.

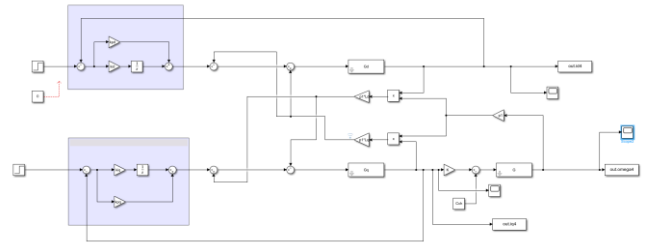


Fig. 9. Modelul simulink cu decuplator și regulatoare

Testarea performanțelor celor 2 bucle de reglare a curenților s-a realizat prin aplicarea referinței  $i_{dref} = 1A$  la  $t_0 = 10s$  și referinței  $i_{qref} = 1A$  la  $t_1 = 1s$ . Rezultatele obținute sunt reprezentate în Fig. 10.

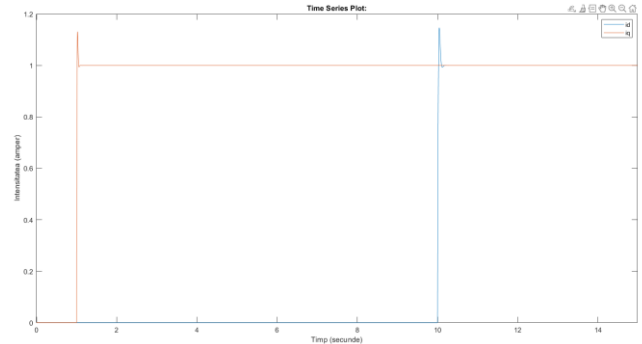


Fig. 10. Dinamica finală a celor doi curenți

Se calculează performanțele obținute pentru mărimile de controlat, acestea fiind suprareglarea și durata regimului tranzitoriu:

Pentru  $i_d$  se observă în Fig. 11:

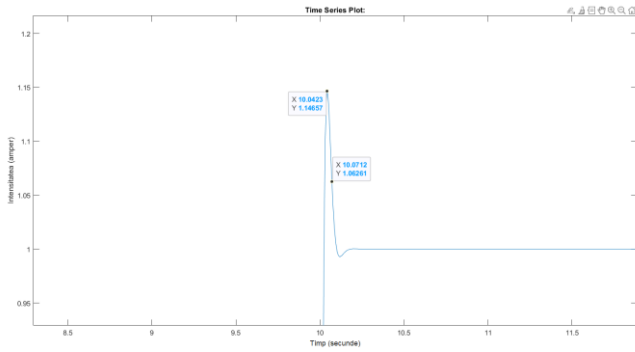


Fig. 11. Punctul valorii maxime și punctul când intră în banda de 5% curentul  $i_d$

Suprareglarea:

$$\sigma_d = \frac{y_{Md} - y_{std}}{y_{std}} = \frac{1.1465 - 1}{1} = 0.1465 = 14.65\% \quad (33)$$

Timpul tranzitoriu:

$$t_{td} = 10.071 - 10 = 0.071s \quad (34)$$

Pentru  $i_q$  se observă în Fig. 12:

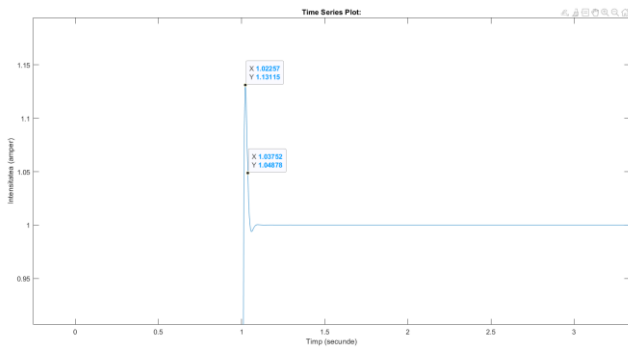


Fig. 12. Punctul valorii maxime și punctul când intră în banda de 5% curentul  $i_q$

Fig. 13.

Suprareglarea:

$$\sigma_q = \frac{y_{Mq} - y_{stq}}{y_{stq}} = \frac{1.1311 - 1}{1} = 0.1311 = 13.11\% \quad (35)$$

Timpul tranzitoriu:

$$t_{tq} = 1.037 - 1 = 0.037s \quad (36)$$

## V. CONCLUZIE

Această lucrare a explorat subiectul "Controlul modelului d-q al motorului sincron cu reluctanță", oferind o perspectivă cuprinzătoare asupra acestui tip de motor, a principiului său

de funcționare cât și a strategiilor de control asociate. Pe parcursul analizei, se dezvăluie complexitatea și potențialul acestui sistem electromecanic, evidențiind atât avantajele, cât și dezavantajele sale.

Lucrarea debutează cu o examinare a structurii fundamentale a motorului sincron cu reluctanță, acordând o atenție necesității senzorilor de poziție a rotorului pentru o alimentare eficientă. S-a evidențiat, de asemenea, că una dintre provocările majore ale mașinilor Synchrel constă în factorul de putere limitat, iar soluționarea acestei probleme implică adoptarea unor topologii specifice, aducând cu sine complicații în procesul de fabricație și costuri suplimentare.

În continuare se evidențiază aspectele legate de mașinile de reluctanță comutate (SRM), evidențiind generarea unui cuplu pulsatoriu semnificativ și problemele asociate de vibrații și zgomot. Cu toate acestea, în ciuda acestor inconveniente, atât Synchrel, cât și SRM, oferă performanțe și potențiale captivante, fiind deja integrate cu succes în diverse aplicații industriale.

În contextul controlului, s-a subliniat esența unui model d-q precis al motorului pentru a realiza un control eficient. Cu ajutorul acestui model s-a obținut sistemul nelinier (7), acesta ajutând, după calcule matematice, la evidențierea celor doi curenți. După simularile efectuate, se observă perturbațiile dintre cei doi curenți pe care le-am eliminat cu ajutorul decuplajului. În final, pentru a controla curenții motorului sincron cu reluctanță, în urma simulărilor trebuia ca eroarea de regim staționar să fie nulă, astfel, s-au conceput cele 2 regulatoare PI, care având componentă integrală, determină dinamica sistemului să tindă spre valoarea de regim staționar dorită.

## VI. ETAPE VIITOARE

Analizând rezultatele obținute în urma simularilor schemei curenților și cuplului motorului sincron cu reluctanță, se observă că se pot îmbunătăți performanțele dinamicii curenților. Rezultatele indică o suprareglare mai mare decât cea impusă datorată zeroului apărut la numărător în ecuația (28). Astfel, în viitorii pași, vom alege  $\omega_n$  (pulsția naturală) pentru ca un pol să se poată simplifica cu acel zero, rezultând o suprareglare aproape de cea dorită.

Alt obiectiv ce trebuie realizat ar fi controlul cuplului, care depinde, conform relației (18), de curentul  $i_q$ . Se observă că procesul curentului este mai rapid decât cel al cuplului, deci vom folosi metoda reglării în cascadă [10], pentru aceasta metodă vom construi încă un regulator PI prin metoda alocării polilor. Similar controlului celor doi curenți, se vor impune performanțele cuplului pentru a determina parametrii de acrod ai regulatorului, iar în urma simularilor se vor verifica dacă se respectă performanțele.

La final, în luna iulie, când va avea loc prezentarea lucrării de licență, se vor expune toate simularile și rezultatele obținute, urmând o discuție pe baza performanțelor.

## BIBLIOGRAFIE

- [1] Staton D.A., Miller T.J.E., Wood S.E., "Maximising the saliency of synchronous reluctance motor", IEE Part. B, vol. 140, no. 4, pp. 249-259, July 1993.
- [2] Vagati A., Canova A., Chiampi M., Pastorelli M., Repetto M., 'Designrefinement of synchronous reluctance motors through finite-element analysis' IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 36, no. 4, pp. 1094-1102, 2000.
- [3] Sargos F.M., Etude théorique des performances des machines à réluctance variable, PhD thesis, INPL, Nancy, France, 1981.
- [4] Lubin T. Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable, prise en compte de la saturation PhD thesis, Nancy I University, France, April 18, 2003.
- [5] Louis J.-P., Flieller D., Nguyen N. K., Sturtzer G., "Synchronous Motor Controls, Problems and Modelling", in LOuIs J.-P. (ed), Control of Synchronous Motors, ISTE-Wiley, 2011.
- [6] Betz R.E., Lagerquist R., Jovanovic M., Miller T.J.E., Middleton .H. "Control of synchronous reluctance machine", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, no. 6, pp. 1110-1122, 1993.
- [7] Boldea I., Reluctance Synchronous Machines and Drives, Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [8] Jean-Paul Louis, Control of Non-conventional Synchronous Motors, 2012.
- [9] M. Costin, C. Lazar, Field-Oriented Predictive Control Structure for Synchronous Reluctance Motors, Machines, 11(7), 2023.
- [10] C. Lazar, Ingineria reglarii automate, note de curs, TUIASI, 2023.