

Reglarea vitezei prin DTC

Tematica: *Mașini electrice*

→ **Capitol:** *Mașina asincronă*

→ **Secțiunea:** *Comanda directă a cuplului*

Tip resursă: *Expunere* *Laborator virtual / Exercițiu* *CVR*

În această lucrare de laborator, se analizează tipurile de regulatoare necesare pentru realizarea unei scheme de reglare a vitezei motorului asincron, folosind controlul direct al cuplului (DTC), structura schemei de reglare, precum și influența valorii perioadei de eșantionare a sistemului de comandă, asupra comportării de ansamblu a acționării.

- cunoștințe anterioare necesare: [principiul comenzii directe a cuplului](#)
- nivel: ciclul 2
- durata estimată: 1 h.
- autor: [Sergiu Ivanov](#)
- realizare: [Sergiu Ivanov](#), [Florin Ravigan](#)

Enunțul lucrării de laborator

Pentru menținerea constantă a amplitudinii fluxului statoric și pentru ca motorul să dezvolte cuplul solicitat, alegerea topologiei următoare a inverterului se face, conform principiului [controlului direct al cuplului](#), în fiecare perioadă de eșantionare, în funcție de:

- poziția actuală a fazorului fluxului statoric, respectiv, în care din **sectoarele 1...6** se află acesta;
- rezultatul comparației dintre valoarea reală a *modulului* fazorului fluxului statoric cu valoarea prescrisă, (flux "**mai mare**" / "**mai mic**");
- rezultatul comparației dintre valoarea reală a *cuplului electromagnetic* dezvoltat de motor cu valoarea prescrisă (cuplu "**mai mare**" / "**constant**" / "**mai mic**").

Valoarea **prescrisă** a cuplului electromagnetic se obține "clasic", ca ieșire a unui regulator de viteză, de tip PI.

Tipul reguletoarelor

- **1. Ținând cont de tipul deciziei (binară) ce trebuie luată în cazul amplitudinii fluxului statoric, ce tip de regulator trebuie utilizat?**

Răspuns >>

- **2. Ținând cont de tipul deciziei (terțiară) ce trebuie luată în cazul cuplului, ce tip de regulator trebuie utilizat?**

Răspuns >>

Structura schemei de reglare

- **3. Având la dispoziție informațiile privind**
 - **sectorul actual în care se află fazorul fluxului statoric,**
 - **evoluția solicitată a modulului fluxului statoric și**
 - **evoluția solicitată a cuplului electromagnetic dezvoltat de motor,****cum se poate sintetiza comanda inverterului?**

Răspuns >>

- **4. Argumentați structura schemei complete de reglare.**

Răspuns >>

Influența valorii perioadei de eșantionare

- **5. Deoarece durata minimă a unui puls de modulare în durată este chiar perioada de eșantionare a sistemului de comandă, să se urmărească influența valorii acesteia asupra comportării de ansamblu a acționării.**

Răspuns >>

Întrebarea 1: răspuns

Regulatorul trebuie să furnizeze doar rezultatul comparării valorii prescrise a modulului fluxului statoric $|\Phi_s|^*$ cu valoarea "reală" $|\Phi_s|$, **determinată prin calcul**, în funcție de valorile măsurate ale curenților statorici și topologia curentă a inverterului.

Rezultă că este suficient ca acesta furnizeze o informație binară (totul sau nimic), de tip histerezis:

$$R_\Phi = \begin{cases} 1 & \text{pentru } |\Phi_s|^* - |\Phi_s| \geq h_\Phi \\ -1 & \text{pentru } |\Phi_s|^* - |\Phi_s| \leq -h_\Phi \end{cases}$$

În cazul în care

$$-h_\Phi < |\Phi_s|^* - |\Phi_s| < h_\Phi,$$

regulatorul își păstrează starea curentă (figura 1).

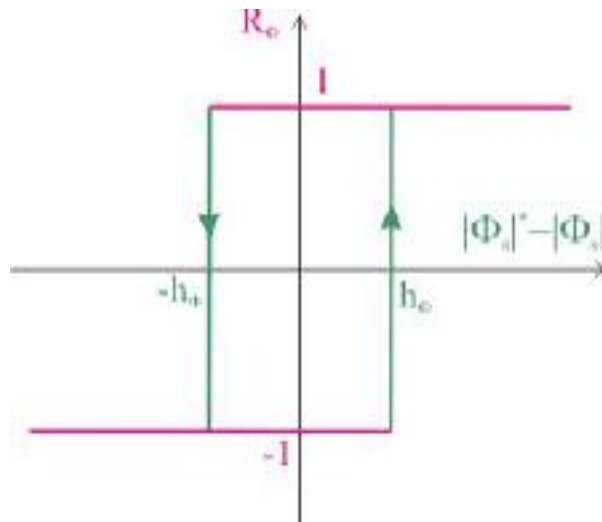


Figura 1

Întrebarea 1: demonstrație

Nu este suficientă doar compararea valorilor prescrise ($|\Phi_s|^*$) și reale ($|\Phi_s|$) ale modulului fluxului statoric, fără considerarea unui histerezis.

Existența acestuia limitează frecvența schimbărilor stării ieșirii regulatorului și, implicit, frecvența de comutație a inverterului.

Valoarea acestuia trebuie corelată cu viteza de comutație a elementelor semiconductoare de putere din componența inverterului, putând fi cu atât mai mic (ideal zero), cu cât elementele sunt mai rapide (figura 2).

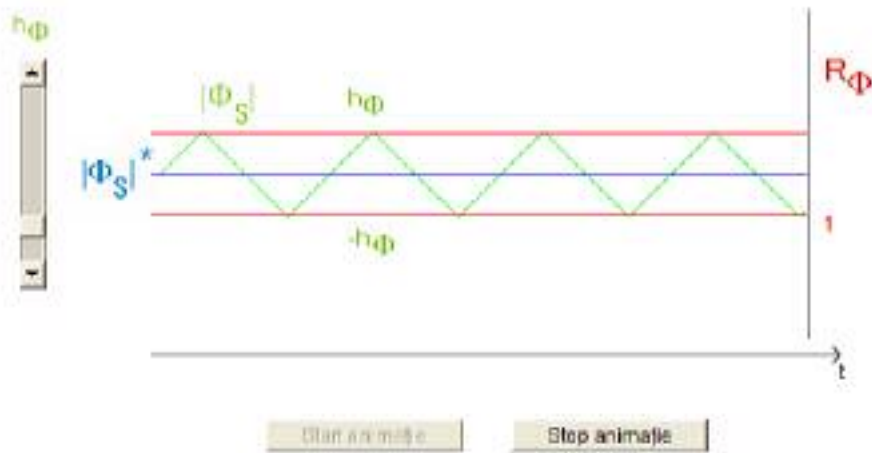


Figura 2

Întrebarea 2: răspuns

Regulatorul trebuie să furnizeze doar rezultatul comparării valorii prescrise a cuplului electromagnetic m_e^* cu valoarea "reală" m_e , **determinată prin calcul**, în funcție de valorile măsurate ale curenților statorici și topologia curentă a inverterului.

Deoarece regulatorul trebuie să furnizeze o informație terțiară (cuplu "mai mare"/"constant"/"mai mic"), rezultă că va avea histerezis dublu, punctele de comutație fiind:

$$R_m = \begin{cases} 1 & \text{pentru } m_e^* - m_e = \mu + h_m \\ 0 & \text{pentru } m_e^* - m_e = \mu \text{ sau } m_e^* - m_e = -\mu \\ -1 & \text{pentru } m_e^* - m_e = -(\mu + h_m) \end{cases}$$

În interiorul limitelor de comutații, regulatorul își păstrează starea curentă (figura 3).

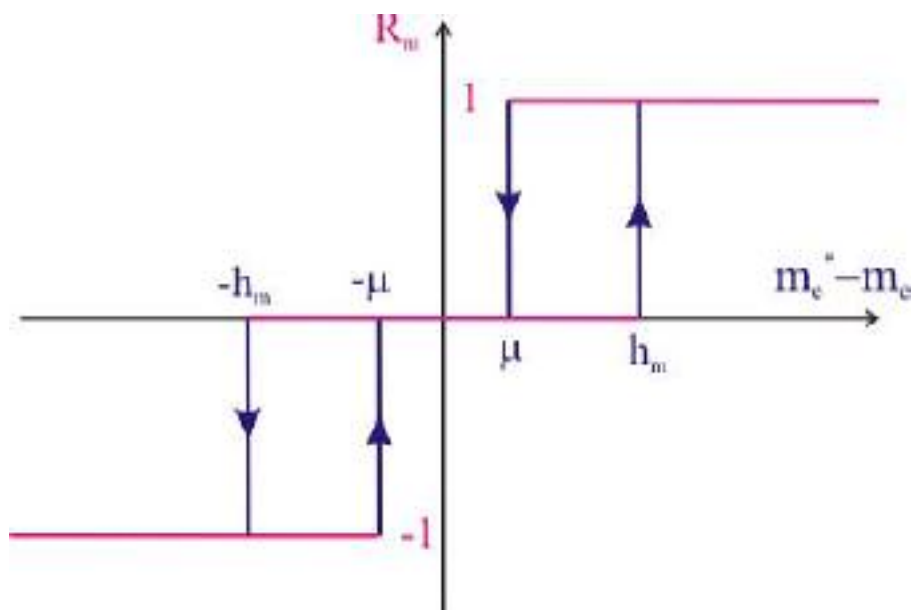


Figura 3

Întrebarea 2: demonstrație

Ca și în cazul modulului fluxului statoric, nu este suficientă doar compararea valorilor prescrise (m_e^*) și reale (m_e) ale cuplului electromagnetic dezvoltat de motor, fără considerarea unui histerezis.

Prezența acestuia limitează frecvența schimbărilor stării ieșirii regulatorului și, implicit, frecvența de comutație a inverterului.

Valoarea acestuia, precum și a pragului m , trebuie corelate cu viteza de comutație a elementelor semiconductoare de putere din componența inverterului, putând fi cu atât mai mici (ideal zero), cu cât elementele sunt mai rapide.

Pragul m poate lua chiar și valori negative, cele două zone de histerezis putându-se suprapune (figura 4).

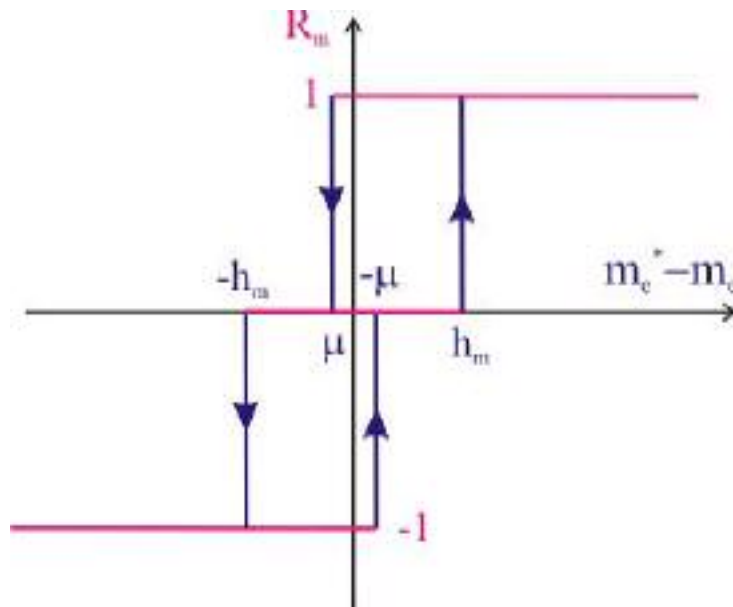


Figura 4

La limită, $m = -h_m$ și $-m = h_m$, regulatorul devenind cu histerezis simplu, ca și cel de flux. În acest caz însă, stările 0 ($K_A = K_B = K_C = \text{OFF}$) și 7 ($K_A = K_B = K_C = \text{ON}$) nu vor mai contribui la generarea formelor de undă ale tensiunilor.

Întrebarea 3: răspuns

Având la dispoziție informațiile privind

- sectorul actual în care se află fazorul fluxului statoric (1...6),
- evoluția solicitată a modulului fluxului statoric ($R_\phi = 1 / -1$) și
- evoluția solicitată a cuplului electromagnetic dezvoltat de motor ($R_m = 1 / 0 / -1$),

se sintetizează un **tabel de comutații**, pe baza căruia se determină fazorul necesar al tensiunii statorice și, implicit, topologia următoare a inverterului ($1 = K_{A,B,C} : \text{ON}$, $0 = K_{A,B,C} : \text{OFF}$):

R_ϕ	R_m	Sector					
		1	2	3	4	5	6
1	1	2 (110)	3 (010)	4 (011)	5 (001)	6 (101)	1 (100)
1	0	7 (111)	0 (000)	7 (111)	0 (000)	7 (111)	0 (000)
1	-1	6 (101)	1 (100)	2 (110)	3 (010)	4 (011)	5 (001)
-1	1	3 (010)	4 (011)	5 (001)	6 (101)	1 (100)	2 (110)
-1	0	0 (000)	7 (111)	0 (000)	7 (111)	0 (000)	7 (111)
-1	-1	5 (001)	6 (101)	1 (100)	2 (110)	3 (010)	4 (011)

Întrebarea 3: demonstrație

Structura tabelului de comutații rezultă prin sintetizarea tuturor combinațiilor posibile.

Întrebarea 4: răspuns

Asamblarea celor două regulatoare (de flux și de cuplu) cu tabelul de comutații, conduce la schema de reglare din figura 5.

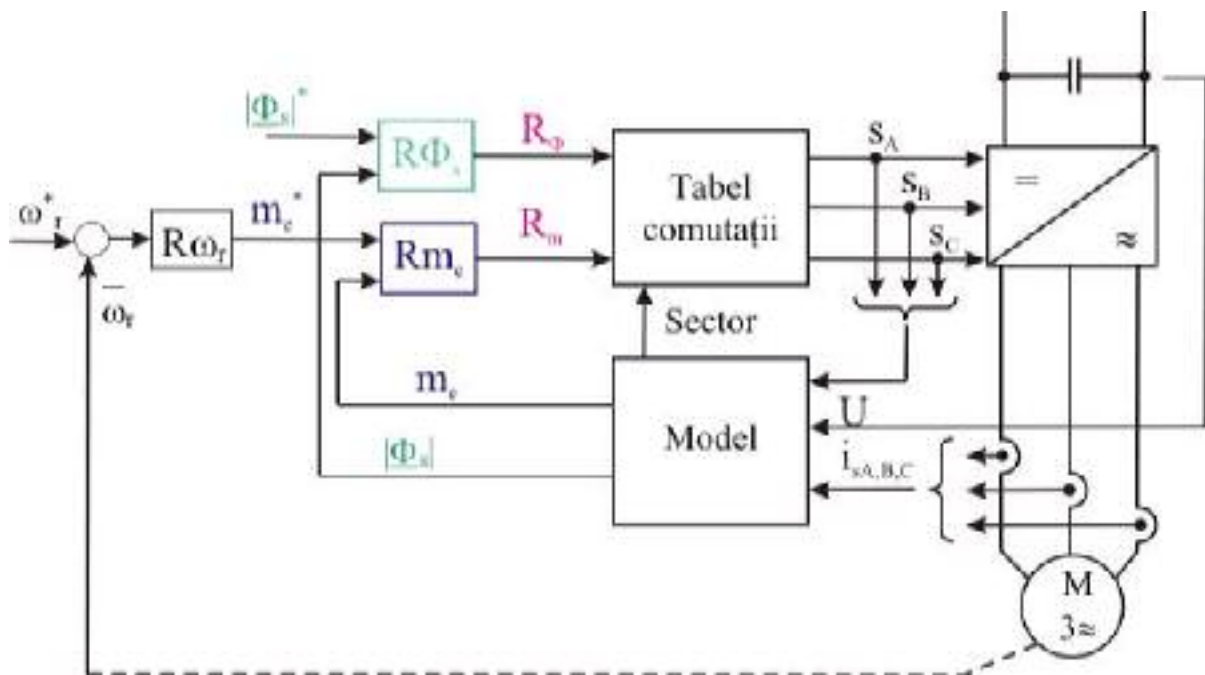


Figura 5

Întrebarea 4: demonstrație

Blocul "Model" furnizează, pe baza topologiei actuale a inverterului (s_A, s_B, s_C), a tensiunii din circuitul intermediar (U) și a curenților de fază (i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}):

- pe baza componentelor $\Phi_{s\alpha}$ și $\Phi_{s\beta}$, sectorul actual în care se află fazorul fluxului statoric

$$\text{Sector} = \begin{cases} 1 & \text{pentru } -\frac{\pi}{6} \leq \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) < \frac{\pi}{6} \\ 2 & \text{pentru } \frac{\pi}{6} \leq \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) < \frac{\pi}{2} \\ 3 & \text{pentru } \frac{\pi}{2} \leq \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) < \frac{5\pi}{6} \\ 4 & \text{pentru } \frac{5\pi}{6} \leq \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) < \frac{7\pi}{6} \\ 5 & \text{pentru } \frac{7\pi}{6} \leq \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) < \frac{3\pi}{2} \\ 6 & \text{pentru } \frac{3\pi}{2} \leq \arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) < \frac{11\pi}{6} \end{cases}$$

- modulul fluxului statoric și
- cuplul electromagnetic dezvoltat de motor.

Întrebarea 5: răspuns

Deoarece perioada de eșantionare a sistemului de comandă reprezintă chiar durata minimă a pulsurilor de modulație în durată, valoarea acestuia determină semnificativ comportarea sistemului de acționare.

Pentru motorul asincron cu puterea nominală de **2,2 kW**, comanda cu perioada de eșantionare de 100 μs , pentru $h_\sigma = 0,05 \text{ Wb}$ și $h_m = 1 \text{ Nm}$, face ca vârful fazorului fluxului statoric să descrie traiectoria din figura 6.

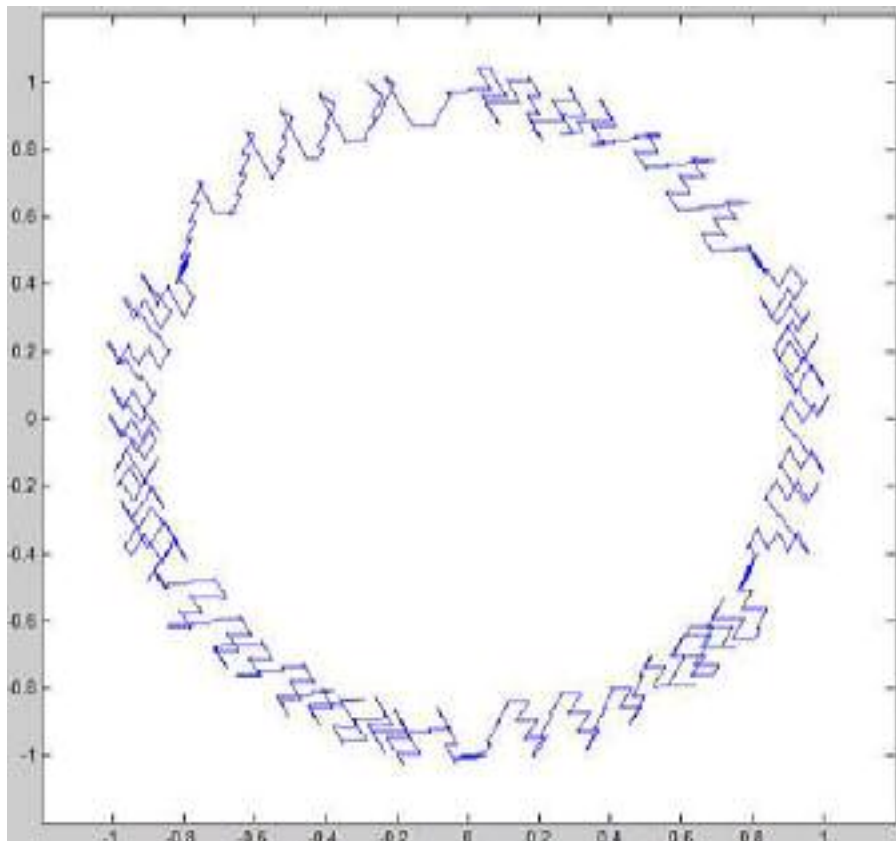


Figura 6

Se observă deplasarea acestuia după [direcțiile fazorilor tensiunii statorice](#).

Pentru aceleași valori ale histerezisului celor două regulatoare, dar pentru o perioadă de eșantionare de $500 \mu\text{s}$, face ca vârful fazorului să descrie traiectoria din figura 7.

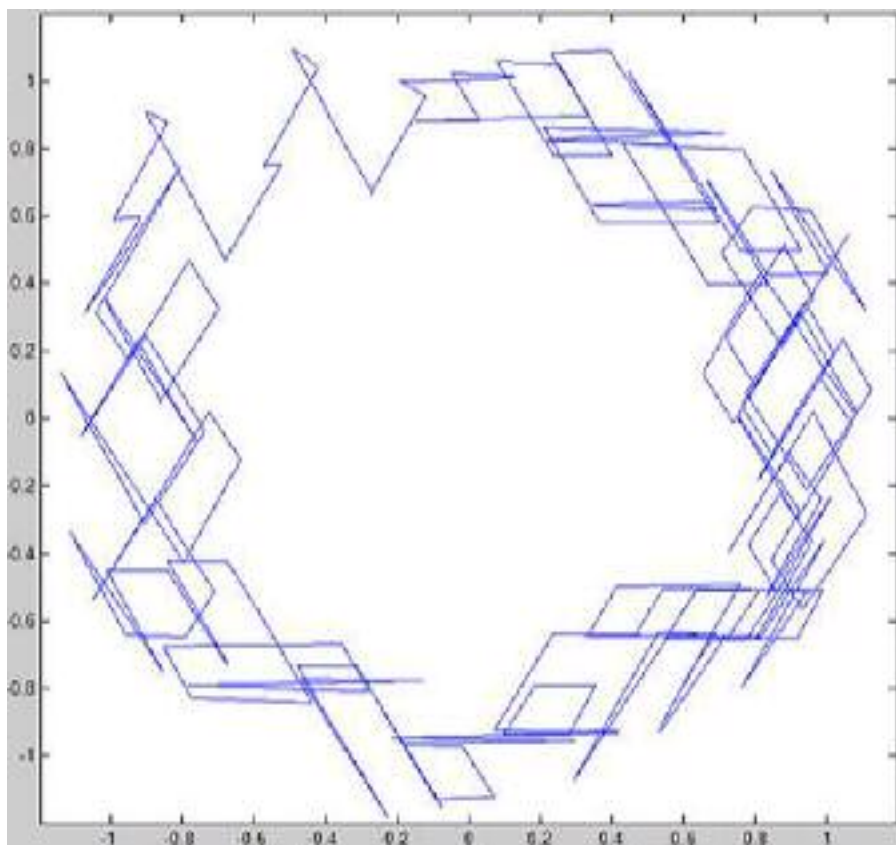


Figura 7

Se observă că, datorită frecvenței mici de comutație, nu mai poate fi respectat histerezisul propus pentru amplitudinea fazorului fluxului statoric.

Întrebarea 5: demonstrație

În cazul în care perioada de eșantionare este de $100 \mu\text{s}$, regulatoarele de flux (detaliu în figura 8) și de cuplu (detaliu în figura 9) comută, în concordanță cu [tabelul de comutații](#), cu perioadă mai mare decât cea de eșantionare.

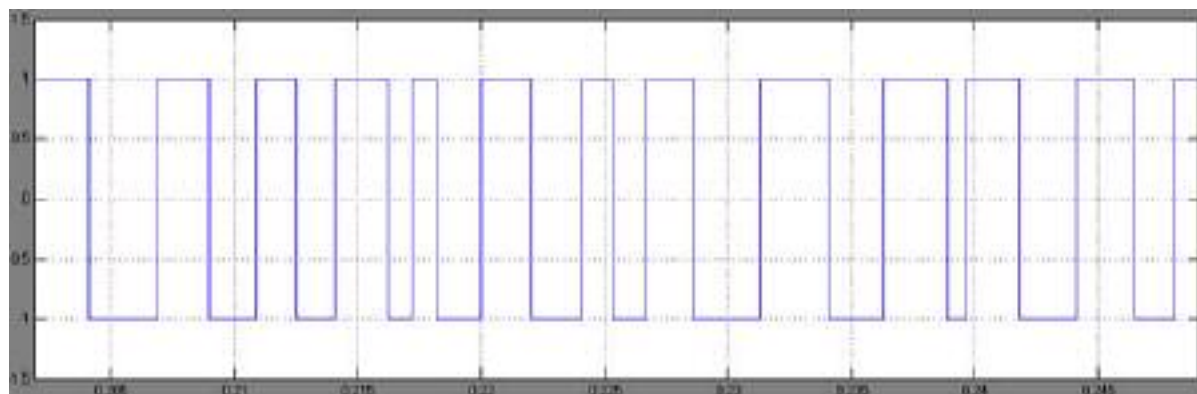


Figura 8

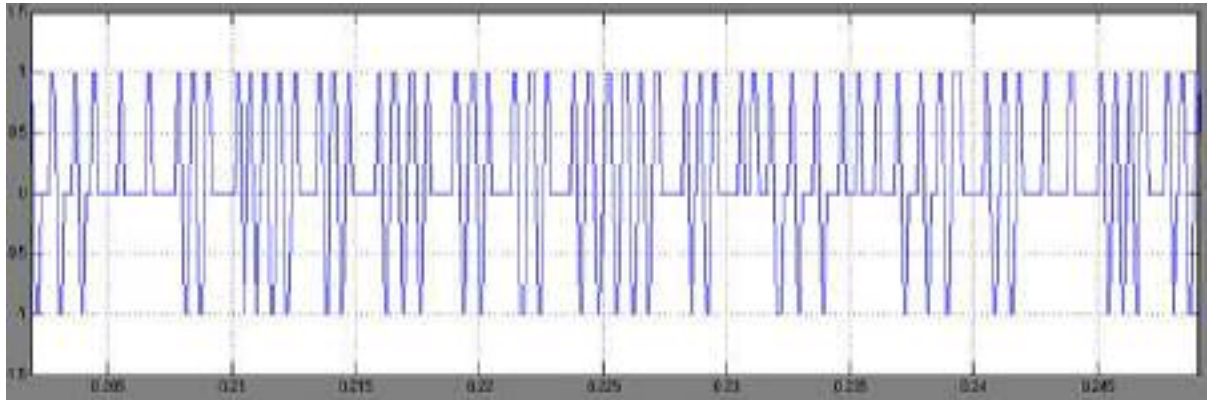


Figura 9

Formele de undă ale tensiunii de fază (detaliu în figura 10) și curentului de fază (detaliu în figura 11) evidențiază comutațiile cu frecvența de 10 kHz.

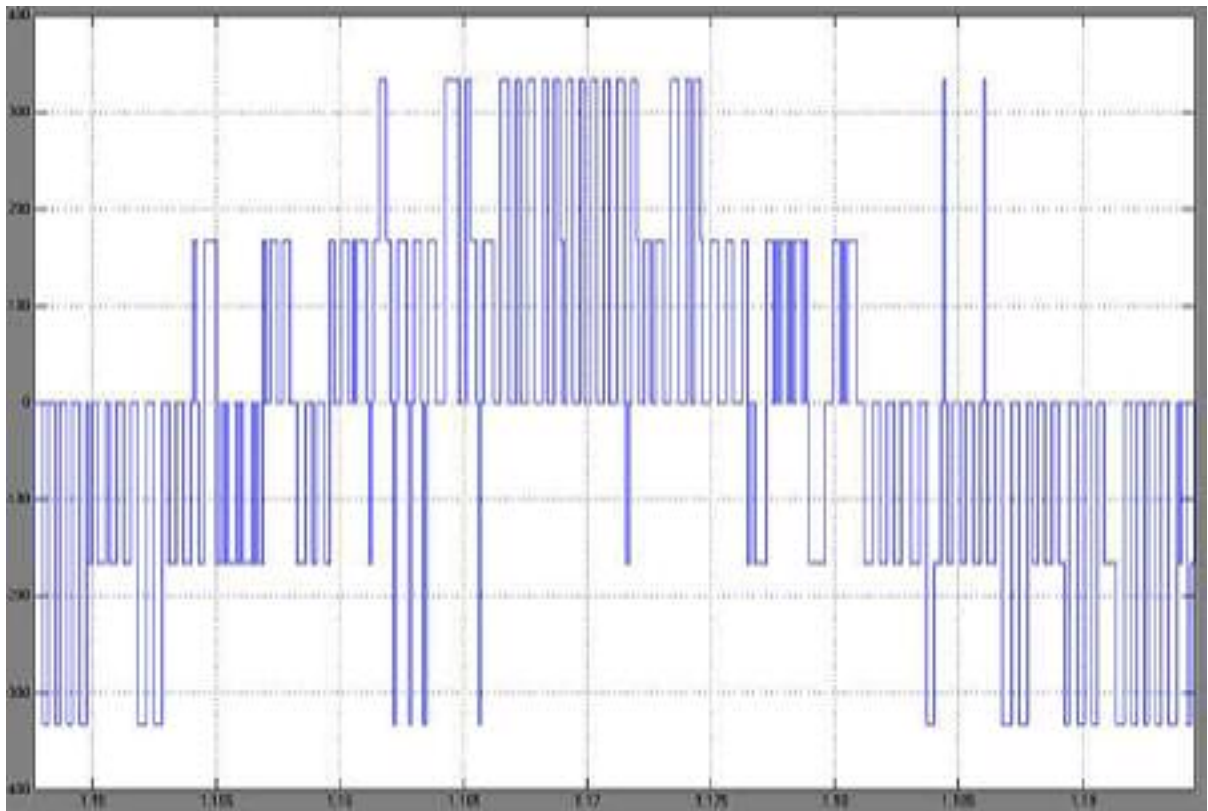


Figura 10

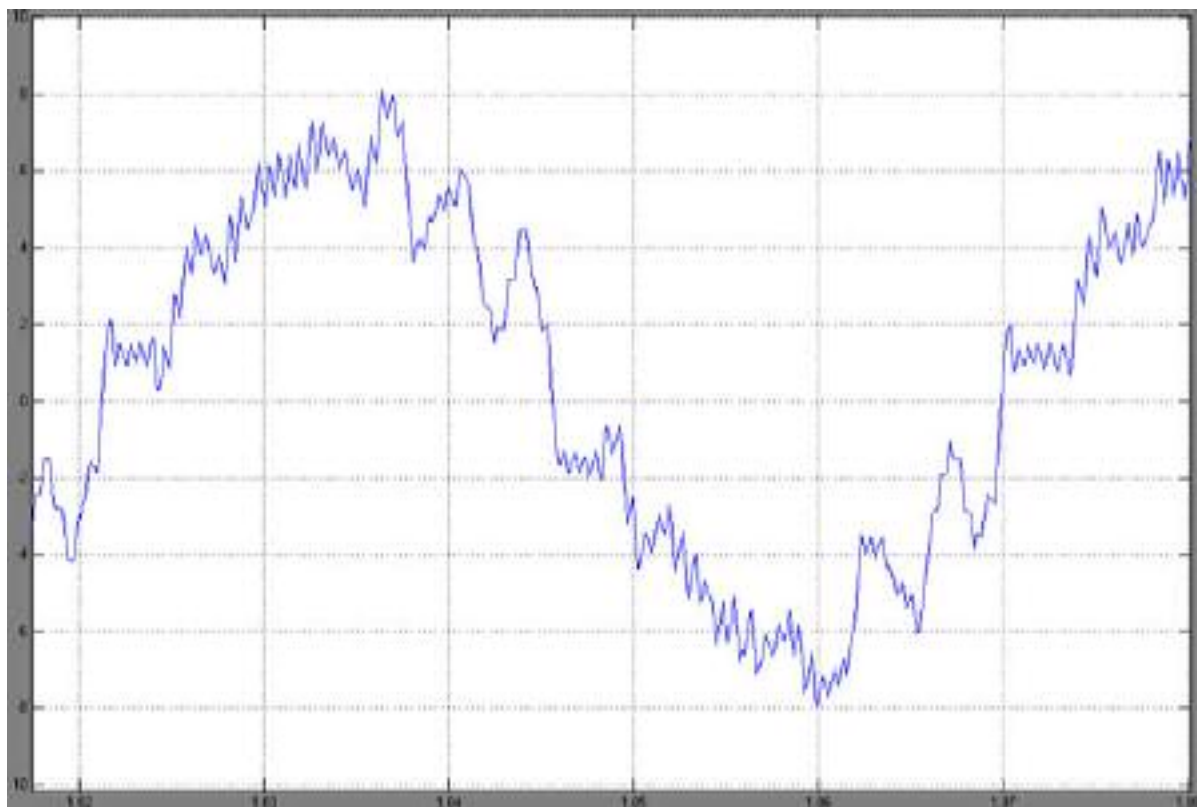


Figura 11

În cazul în care perioada de eșantionare este de $500 \mu\text{s}$, deși regulatorul de flux (detaliu în figura 12) nu este influențat semnificativ,

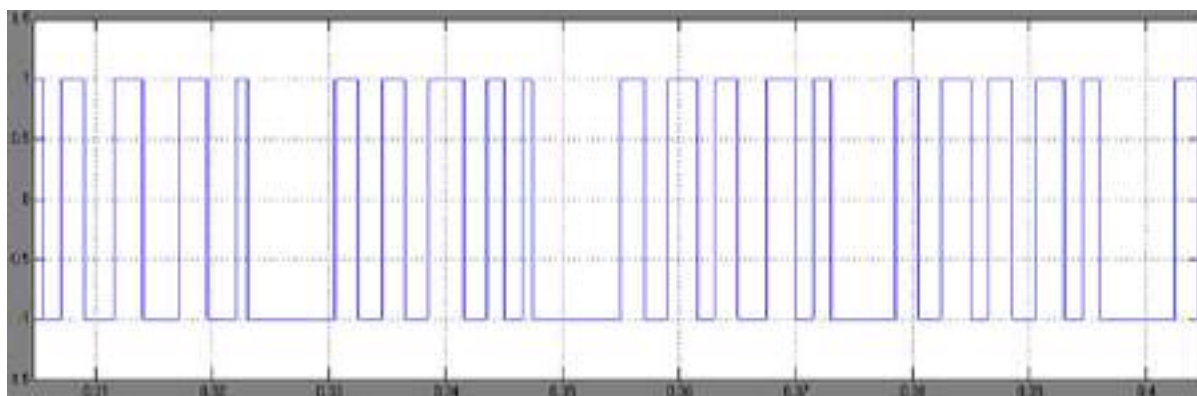


Figura 12

cel de cuplu comută doar între pozițiile extreme (detaliu în figura 13),

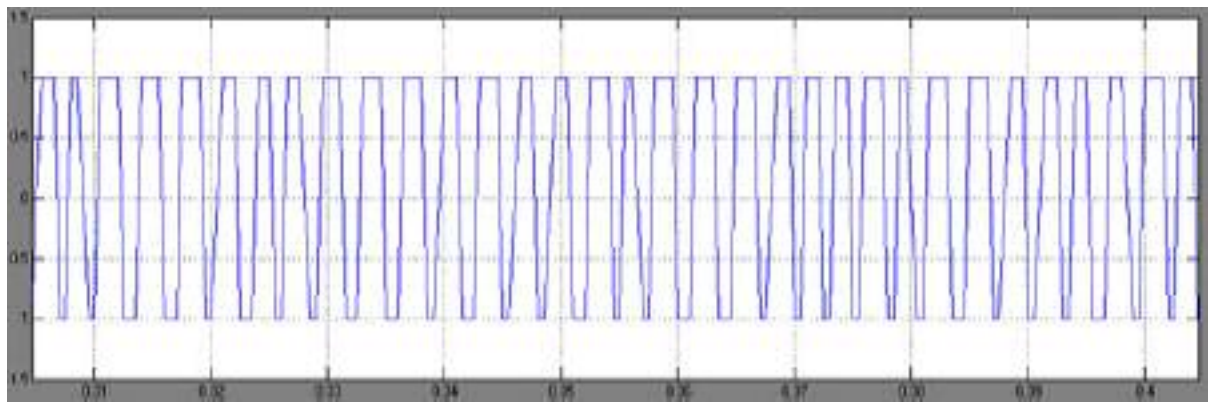


Figura 13

consecințele asupra tensiunii de fază (detaliu în figura 14) și curentului de fază (detaliu în figura 15) fiind evidente.

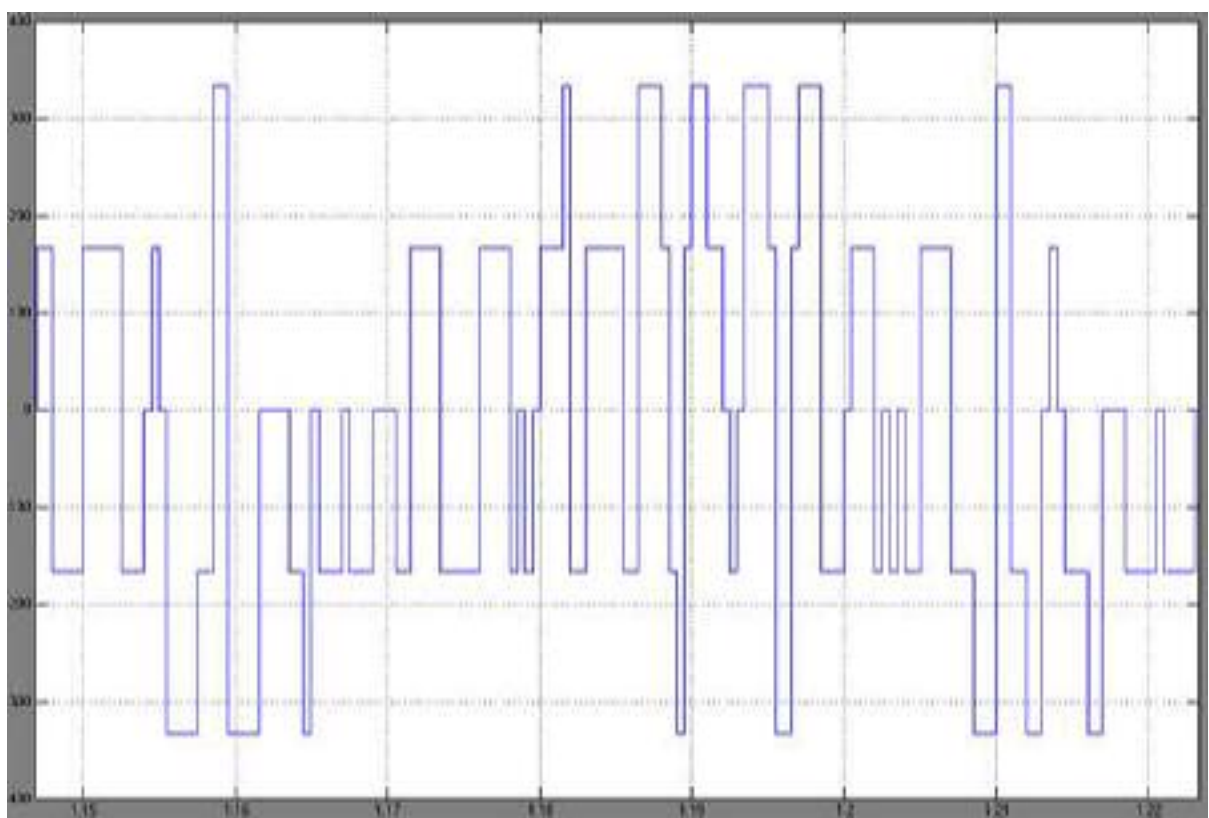


Figura 14

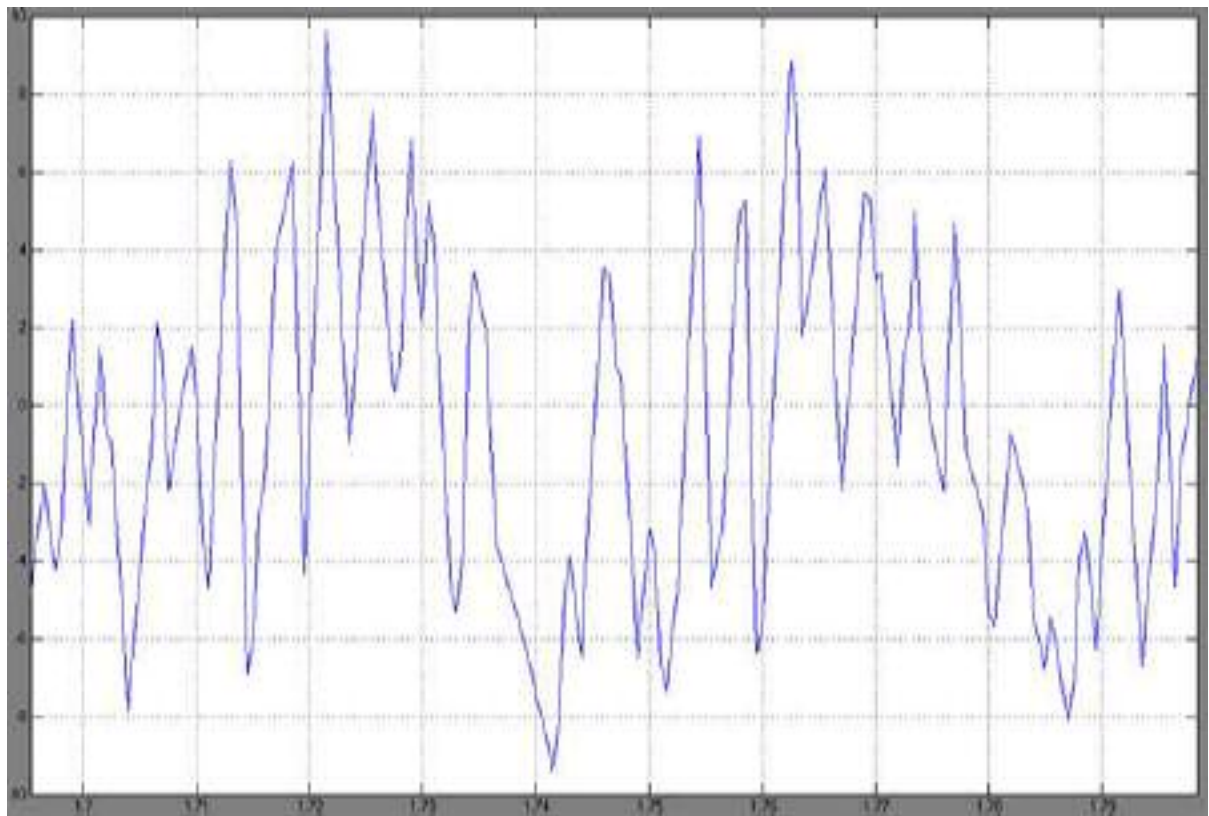


Figura 15