

## Comanda directă a cuplului (DTC)

**Tematica:** *Mașini electrice*

→ **Capitol:** *Mașina asincronă*

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

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

În acest curs se prezintă modalitatea prin care poate fi comandat cuplul dezvoltat de un motor asincron trifazat alimentat de la inverter de tensiune, direct prin controlul poziției spațiale a fazorului fluxului statoric.

Acesta, la rândul său, este controlat, atât ca poziție, cât și ca amplitudine, prin alegerea potrivită a topologiei inverterului (starea ON/OFF a contactelor inverterului).

- cunoștințe anterioare necesare: [câmp învârtitor](#), [principiul de funcționare a mașinii asincrone](#)
- nivel: ciclul 2
- durată estimată: 1 oră
- autor: [Sergiu Ivanov](#)
- realizare: [Sergiu Ivanov](#), [Florin Ravigan](#), Sophie Labrique

# 1. Principiul controlului direct al cuplului

Conform principiului de funcționare a mașinii asincrone, cuplul dezvoltat de aceasta este cu atât mai mare, cu cât alunecarea

$$s = \frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_0}$$

este mai mare, respectiv diferența între viteza câmpului învârtitor  $\omega_0$  și viteza mecanică a rotorului  $\omega_r$ , este mai mare.

Comanda directă a cuplului constă, principal, în comandarea vitezei de avansare a fazorului fluxului statoric (care este chiar viteza câmpului învârtitor  $\omega_0$ ), respectiv a poziției viitoare a acestuia, cunoscându-se poziția curentă, în funcție de **cuplul** pe care motorul trebuie să îl dezvolte.

Cuplul necesar a fi dezvoltat poate fi rezultatul unui simplu regulator PI, ce compară viteza prescrisă a rotorului cu valoarea actuală a acesteia, ca și în cazul **reglajului vectorial**.

Există astfel, trei situații posibile:

- cuplul dezvoltat este prea mic: fazorul fluxului trebuie să avanseze (figura 1a)
- cuplul dezvoltat este suficient: fazorul fluxului trebuie să își păstreze poziția (figura 1b)
- cuplu dezvoltat este prea mare: fazorul fluxului trebuie să fie reculeze (figura 1c)

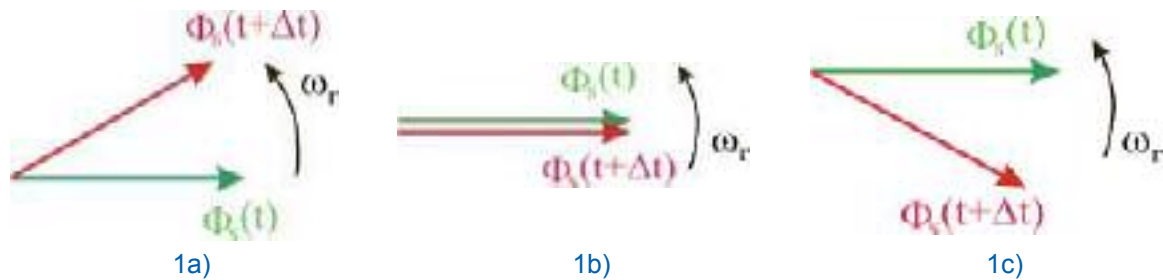


Figura 1

În același timp, trebuie ca **valoarea** fluxului să fie menținută **constantă** (pentru un anumit regim de funcționare). Aceasta înseamnă că **vârful fazorului** fluxului trebuie să descrie un **cerc** cu raza egală cu valoarea necesară a fluxului (figura 2).

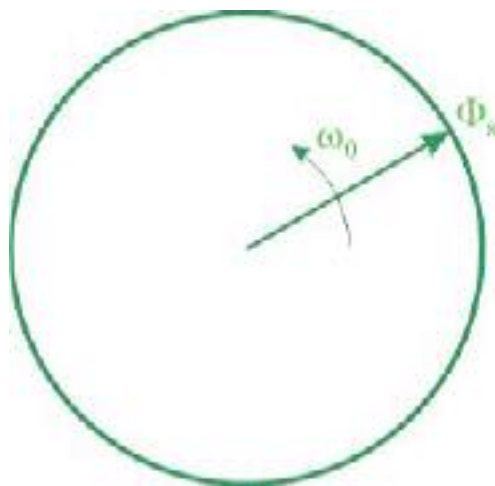


Figura 2

Fazorul fluxului statoric va parcurge acest cerc cu viteză variabilă, în funcție de cuplul solicitat.

## 2. Estimarea fluxului

Trebuind cunoscută valoarea și poziția fazorului fluxului statoric, ele ar putea fi determinate prin măsurare directă, dar ar fi necesare motoare de construcție specială, care să aibă incorporate, din construcție, traductoare de flux (sonde Hall, înfășurări de măsură).

Pentru a evita această soluție și pentru a se putea utiliza metoda de comandă pentru orice motor deja existent, se preferă **estimarea** fluxului statoric, folosindu-se valorile măsurate ale **tensiunii** și **curentului** statoric, pe baza relației

$$\underline{\Phi}_s = \int (\underline{u}_s - R_s \cdot \underline{i}_s) dt,$$

în care  $\underline{u}_s$  și  $\underline{i}_s$  sunt fazorii tensiunii și curentului statoric

$$\underline{u}_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta},$$

$$\underline{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta},$$

exprimați în sistemul fix, solidar cu statorul.

Fluxul statoric se obține practic prin compunerea celor două componente

$$\Phi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt,$$

$$\Phi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt,$$

rezultând:

- modulul fluxului statoric:  $|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2},$
- poziția fluxului statoric:  $\arctg\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right),$
- cuplul electromagnetic dezvoltat de motor:  $m_c = \frac{3}{2} P (\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}).$

Rezultă deci că, măsurând doar tensiunile și curenții de fază, se pot reconstitui valoarea și poziția fazorului fluxului statoric, precum și valoarea instantanee a cuplului electromagnetic dezvoltat de motor.

În practică, ținând cont că motorul este alimentat de la un invertor trifazat de tensiune, nu este necesar să se măsoare decât curenții de fază și tensiunea  $U$  din circuitul intermediar, tensiunile de fază rezultând în funcție de [topologia invertorului](#).

## 3. Posibilități de comandă ale invertorului de tensiune

Amplitudinea și poziția fazorului fluxului statoric nu pot fi controlate decât prin intermediul tensiunii statorice, de alimentare.

Motorul, fiind însă alimentat de la un invertor trifazat de tensiune, ce nu poate avea (datorită funcționării în comutație a contactelor) decât 8 stări distincte, rezultă că fazorul tensiunii statorice

$$\underline{u}_s = u_{sa} + j u_{sb} = \frac{2}{3} (u_A + a \cdot u_B + a^2 \cdot u_C); a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

nu poate ocupa decât 8 poziții (figura 3).

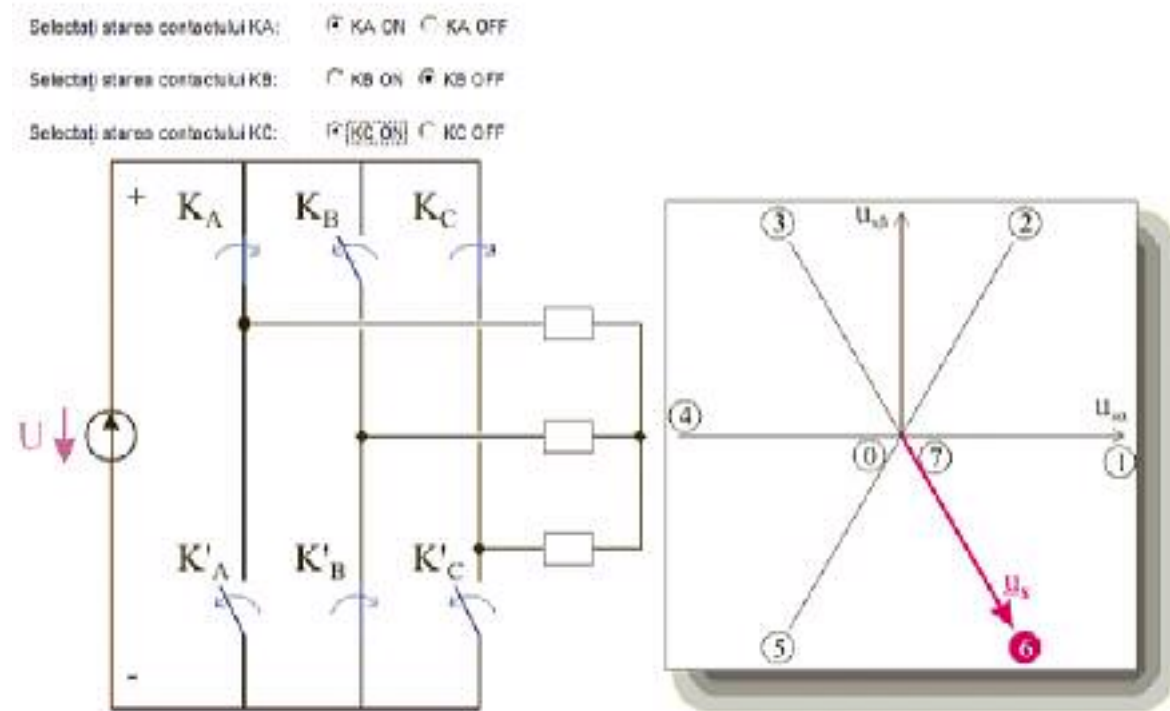


Figura 3

Menținerea (aproximativ) constantă a **amplitudinii** fluxului statoric și controlul **vitezei** acestuia, nu se pot realiza decât prin alegerea corespunzătoare a uneia din cele 8 topologii. Starea selectată depinde de tendințele necesare de evoluție, atât ale amplitudinii fluxului, cât și ale cuplului electromagnetic.

Existând două topologii pentru care se obține fazorul nul (starea 0:  $K_A = K_B = K_C = \text{OFF}$  și starea 7:  $K_A = K_B = K_C = \text{ON}$ ), alegerea uneia dintre ele depinde de starea actuală a invertorului, astfel încât trecerea în starea nulă să se realizeze comandând comutația a cât mai puține contacte.

#### 4. Alegerea topologiei invertorului

În cazul comenzii directe a cuplului, nu există o strategie predefinită de modulație în durată. Topologia invertorului este determinată, de fiecare dată, în funcție de tendințele necesare de evoluție ale amplitudinii fluxului și ale cuplului electromagnetic.

Algoritmul de determinare a topologiei invertorului, presupune parcurgerea, în fiecare interval de modulație în durată, a etapelor următoare:

1. ținând cont de topologia actuală a invertorului și de valoarea instantanee **măsurată** a tensiunii din circuitul intermediar  $U$ , se determină valorile instantanee ale componentelor  $u_{sa}$  și  $u_{sb}$  ale tensiunilor statorice

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_A \\ s_B \\ s_C \end{bmatrix} \frac{U}{2}$$

Valorile stărilor  $s_{A,B,C}$  se consideră "1" pentru  $K_{A,B,C} = \text{ON}$  și "-1" pentru  $K_{A,B,C} = \text{OFF}$ .

- pe baza valorilor instantanee **măsurate** ale curenților de fază  $i_{sA}$ ,  $i_{sB}$ ,  $i_{sC}$ , se determină valorile instantanee ale componentelor  $i_{s\alpha}$  și  $i_{s\beta}$  ale curenților statorici

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix}$$

### Observație

Este suficient să se măsoare valorile instantanee ale curenților doar pe două faze, valoarea pe cea de-a treia putându-se calcula

$$i_{sC} = -i_{sA} - i_{sB}$$

- se calculează componentele fluxului statoric după cele două axe

$$\Phi_{s\alpha} = \int (u_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) dt$$

$$\Phi_{s\beta} = \int (u_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) dt$$

și apoi modulul fluxului statoric

$$|\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2}$$

și cuplul electromagnetic dezvoltat de motor

$$m_e = \frac{3}{2} P (\Phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha})$$

- cunoscând sectorul în care se află fazorul fluxului statoric (figura 4),

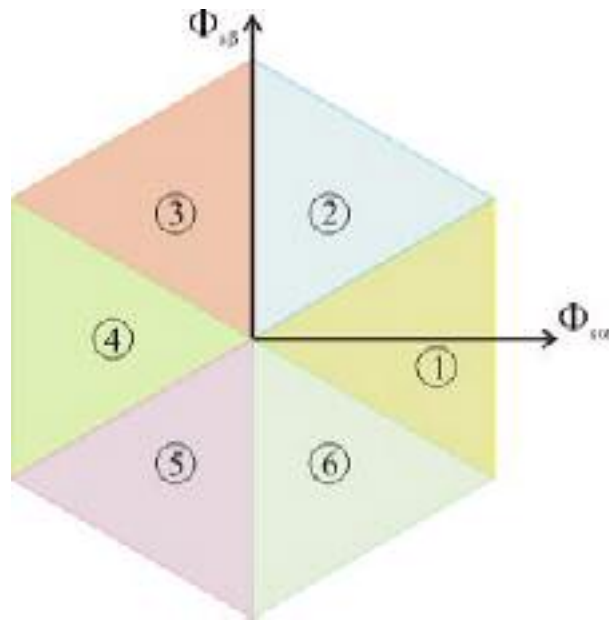


Figura 4

În urma comparării valorilor determinate ale modului fluxului statoric și cuplului electromagnetic cu valorile prescrise, se decide care este tensiunea necesară și implicit, următoarea topologie a inverterului (figura 5).

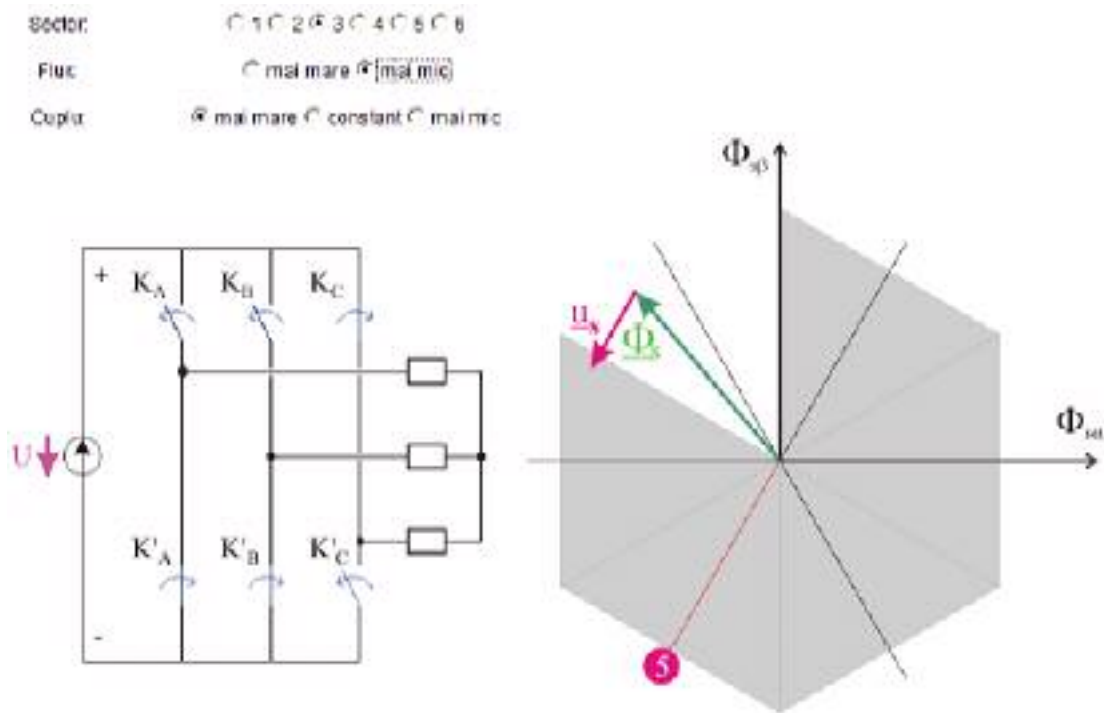


Figura 5

Existând două topologii pentru care se obține fazorul nul (starea 0:  $K_A = K_B = K_C = \text{OFF}$  și starea 7:  $K_A = K_B = K_C = \text{ON}$ ), alegerea uneia dintre ele depinde de starea actuală a inverterului, astfel încât trecerea în starea nulă să se realizeze comandând comutația a cât mai puține contacte.

De notat faptul că etapele algoritmului prezentat trebuie parcurs în **fiecare** perioadă de eșantionare a curenților statorici, aceasta fiind chiar durata minimă a unui puls al tensiunii modulate în durată ce alimentează motorul. Rezultă deci, necesitatea unui sistem de comandă performant, astfel încât să se poată obține o frecvență de comutație suficient de ridicată.

