

Principiul comenzii vectoriale a motoarelor asincrone

Tematica: *Mașini electrice*

→ **Capitol:** *Mașina asincronă*

→ **Secțiunea:** *Comanda vectorială*

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

Acest curs demonstrează cum poate fi controlat un motor asincron, în mod similar unuia de curent continuu. Pentru aceasta este necesară obținerea unui model matematic ce să pună în evidență separarea componentelor curentului statoric, generatoare de flux și de cuplu și apoi controlul independent al acestora.

- cunoștințe anterioare necesare: Mașina asincronă - Ecuații de funcționare
- nivel: ciclul 2
- durata estimată: 1 h
- autor: [Dan Mihai](#)
- realizare: [Cătălin Constantinescu](#)

1. Comanda vectorială - de ce?

Comanda vectorială - de ce?

Un răspuns anticipat: **pentru a îmbunătății calitățile sistemului.**

1.1 Scurtă privire asupra indicilor de calitate a comenzii sistemelor de acționare cu motor asincron

Comparația inevitabilă:

- **mașini în curent continuu:**

- construcție complicată;
- modele și parte de comandă - destul de simple;
- ușor controlabile.

- **mașini asincrone:**

- construcție simplă;
- modele complexe;
- task-uri și structuri de comandă - mult mai complexe.

O diferență esențială: cuplul electromagnetic al mașinilor asincrone rezultă din interacțiunea mai multor marimi nedecuplate.

⇒ **strategiile de control necesită algoritmi de complexitate cu atât mai mare cu cât performanțele globale impuse trebuie să fie mai ridicate.**

Calitate - câteva criterii de evaluare:

- domeniul putere-viteză;
- necesitățile de:
 - cuplu majorat;
 - flux redus (viteza superioară vitezei de bază);
- calitatea cuplului (pulsății);
- randamentul;
- fiabilitatea;
- interacțiunea cu rețeaua de alimentare (implicarea consumului de energie reactivă, poluare armonică).

Performanțe statice:

- precizie mare pentru viteza de rotație impusă ($< 0,01\%$ din valoarea de referință, de ex. pentru liniile de producție pentru pelicule de plastic);
- calitate îmbunătățită a cuplului (de ex. pentru instalații / mașini de bobinat, deruloare, cajele laminarelor la rece).

Performanțe dinamice:

- calități dinamice superioare pentru viteză și cuplu în cazul variațiilor bruște ale sarcinii (instalații de laminare, foarfeci oscilante, bancuri de probă, suflante);
- controlul eficace al cuplului la viteză nulă (instalații de ridicare);
- reluarea ciclului din mers (funcționare corespunzătoare după întreruperi scurte ale alimentării);
- limitări - a se vedea algoritmi și măsurile de protecție a dispozitivelor semiconductoare de putere la supracurenți și a instalației acționate împotriva variațiilor foarte mari ale cuplului.

2. Metodele clasice de comandă – inconveniente

Metodele clasice de comandă - inconveniente

Metodele clasice, denumite «**scalare**» controlează marimile doar în amplitudine.

O comandă scalară tipică: comanda cu $U / f = \text{ct}$. Se bazează pe:

- caracteristicile mecanice (în regim staționar);
- presupune că tensiunile / curenții statorici sunt sinusoidali.



Remarcabilă prin **simplicitate**.



Performanțe statice acceptabile pentru o bună parte a aplicațiilor industriale.



Totuși, aceasta metodă nu poate controla:

- **regimurile dinamice;**
 - componente tranzitorii ale tensiunilor / curenților pot pune în pericol comutatoarele statice de putere (acestea trebuie supradimensionate);
 - performanțele dinamice sunt diminuate;
 - randamentul conversiei energetice este înrăutățit.
- **instabilități** (asocierea rețea - convertor - motor - sarcină poate implica oscilații spontane ale sistemului).
- structurile de comandă sunt particularizate pentru motoarele sincrone / asincrone;
- nici o considerație asupra interacțiunii fazelor nu este evidentă - este ca și cum controlul se face pe 3 faze separate și nu pe întregul sistem;
- regulatoarele PI (cele mai utilizate) nu sunt capabile să controleze bucele cu referințe sinusoidale.

3. Comanda vectorială a mașinii asincrone

Comanda vectorială a mașinii asincrone

3.1 Caracteristici generale

Control vectorial

= "Field Oriented Control" (FOC);

= "Vector control";

= "Universal Field Oriented" (UFO).

- Primele cercetări: datorate lui F.Blaschke.
- Ideea de bază pentru control vectorial: o decuplare între cuplul electromagnetic și flux.
- Controlul vectorial ia în considerație atât amplitudinea mărimilor cât și faza lor.
- Controlul vectorial implică:
 - o metoda de comandă;
 - o noua viziune asupra mașinii și modelelor sale dinamice.

Caracteristicile principale ale controlului vectorial:

- Utilizarea «vectorilor spațiali», ale căror proiecții sunt mărimile trifazate.
- Transformarea sistemului trifazat variabil în timp și viteza într-un sistem bifazat invariabil.
- Decuplarea între cele două mărimi esențiale ale mașinii asincrone: fluxul și cuplul electromagnetic.

Structura de reglare (în bucla închisă) primește două referințe : componenta cuplului pe axa q și cea a fluxului după axa d.

Modelul obținut este foarte asemănător cu cel al mașinii de c.c., de unde o controlabilitate excelentă datorată unei dependențe liniare cuplu-curent.

- O tratare matriceală / vectorială (operare cu tablouri) ușor de abordat cu programe pe calculator. Modelele capătă o formă foarte compactă.
- Sunt luate în considerație regimurile dinamice cele mai generale. Mărimile inițiale sunt în valori instantanee.
- Structura de reglare este urmată în partea finală de un modulator special PWM vectorial (Space Vector PWM).

Controlul vectorial elimină inconvenientele menționate pentru legea $U/f = \text{ct.}$ și poate asigura performanțe ridicate pentru dinamica și conversia energetică.

3.2 Modelul mașinii asincrone

Notății:

p = numărul de perechi de poli;

q_m = unghiul mecanic;

q = $p \cdot q_m$ - unghiul electric;

$$\alpha = p \cdot \theta_m + \frac{2\pi}{3}; \quad \beta = p \cdot \theta_m + \frac{4\pi}{3}$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} - \text{viteza de rotație electrică a rotorului ;}$$

C_{em} = cuplul electromagnetic.

Modelul inițial al mașinii asincrone cu rotor în scurtcircuit

$$[U] = [R] \cdot [I] + [L] \cdot \frac{d}{dt}[I] + \omega \cdot \frac{d}{dt}[L] \cdot [I]$$

$$C_{em} = \frac{p}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{d}{d\theta}[L] \cdot [I]$$

(1)

$$[U] = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; [I] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix};$$

Indicii (a, b, c) pentru stator și (1, 2, 3) pentru rotor.

$$[R] = \begin{bmatrix} [R_S] & [0] \\ [0] & [R_R] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_S & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_S & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_S] & [M_{SR}] \\ [M_{SR}] & [L_R] \end{bmatrix}; [L_S] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}; [L_R] = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix}$$

$$[M_{SR}] = m \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \alpha & \cos \beta \\ \cos \beta & \cos \theta & \cos \alpha \\ \cos \alpha & \cos \beta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

3.3 Elemente pregătitoare

Tensiunile, curenții și fluxurile trifazate ale mașinilor de c.a. pot fi reprezentate prin **vectori spațiali** (*denumiți și sinori, vectori spațio-temporal reprezentativi*).

În cele ce urmează se va considera cazul curenților statorici pentru care valorile instantanee pe axele a, b și c sunt i_a, i_b, i_c .

Vectorul spațial \vec{i}_s descrie ansamblul (i_a, i_b, i_c) și este dat de - fig. 1:

$$\vec{i}_s = k \cdot (i_a + \vec{\alpha} \cdot i_b + \vec{\alpha}^2 \cdot i_c); \vec{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \vec{\alpha}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} - \text{operatori de rotație spațială} \quad (2).$$

Cei mai mulți autori iau pentru k valoarea 2/3. Această alegere (necritică) este justificată de o transformare inversă a tensiunii magnetomotoare a unui sistem trifazat la valoarea corespunzătoare de pe o fază ($\frac{1/3/2}{2/3} = 2/3$).

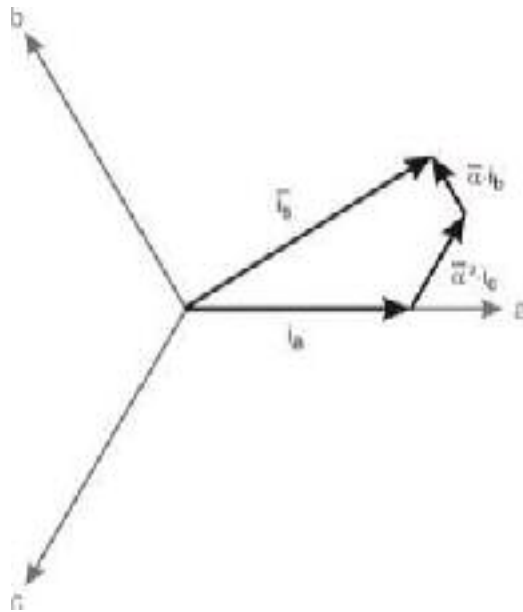


Fig. 1 Imaginea vectorului spațial pentru curentul statoric

Pentru a transforma sistemul trifazat variabil într-un sistem bifazat invariabil (ca al motorului de c.c) se fac transformările următoare:

- **Transformarea Clarke:** $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$

Vectorul spațial este raportat la un sistem de referință cu două axe: **a și b, a este ales având aceeași direcție cu a.**

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

i_0 : componenta homopolară a sistemului. Când $i_0 = 0$ (sau neglijabil), transformarea devine:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}, i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4)$$

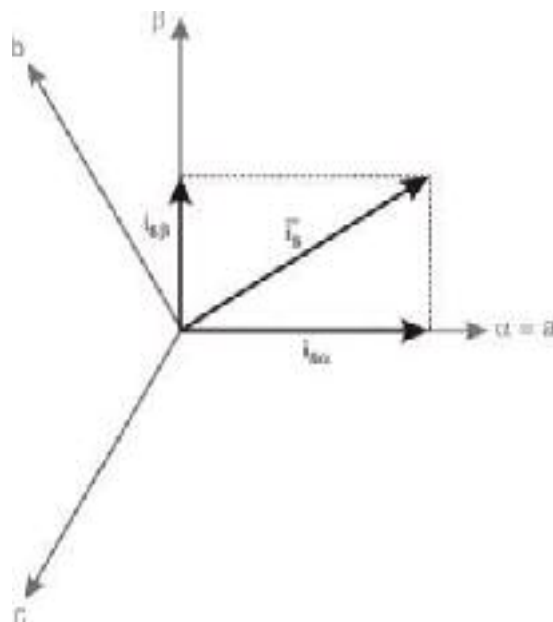


Fig. 2 Transformarea (a, b, c) → (α, β)

▪ **Transformarea Park:** $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

Această transformare - fig.3, face trecerea de la sistemul de axe (α, β) raportat la stator la un referențial ortogonal (d,q) rotitor. Axa d este aleasă în aceeași direcție cu fluxul rotoric. q dă poziția acestui flux.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5)$$

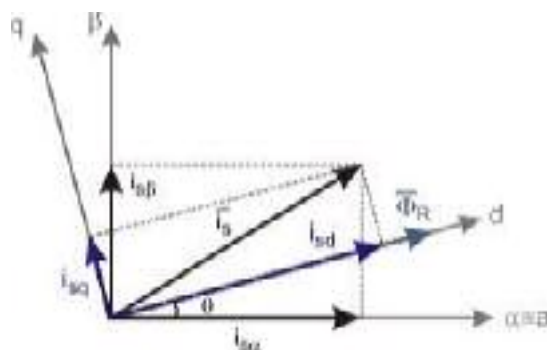


Fig. 3 Transformarea (α, β) → (d, q)

Când se cunoaște poziția q a fluxului, se poate considera i_d și i_q ca valori «continui», deci, ca urmare a transformărilor Clarke și Park, sistemul a devenit invariabil într-un referențial bifazat atașat rotorului.

! Transformările Clarke și Park pot fi aplicate printr-o relație combinată.

Transformările inverse:

▪ **Park inversă:**

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \quad (6)$$

- **Clarke inversă:**

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (7)$$

3.4 Principiul și schema de bază pentru controlul vectorial

Strategia de comandă cu orientare după câmp constă în realizarea unui decuplaj între cele două variabile principale ale mașinii asincrone: cuplul și fluxul.

Interdependența dintre aceste mărimi este dată de :

$$C_{em} = k \cdot [\Phi_{rd} \cdot \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \cdot \Phi_{sd}] \quad (8)$$

$$k = \frac{3pM_{sr}}{2\sigma \cdot L_s \cdot L_r}; \sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$$

Pentru comanda vectorială (sau cu orientare după flux), **axa d este orientată pe rezultanta fluxului rotor:**

$$\Phi_r = \Phi_{rd} + j \cdot \Phi_{rq}; \Phi_{rd} = \Phi_r; \Phi_{rq} = 0 \quad (9)$$

Dacă Φ_{rd} este menținut constant, în sistemul de referință atașat de fluxul rotor:

$$C_{em} = k_d \cdot I_{sq} \quad (10)$$

Această relație arată o similitudine remarcabilă cu mașina de curent continuu. Se poate deci controla cuplul prin intermediul componentei q a vectorului curent statoric - denumită de aceea, în mod natural, componenta "cuplu".

Relațiile:

$$C_{em} = k_q \cdot I_{sq} = k_c \cdot \Phi_r \cdot I_{sq} \quad (11)$$

$$\Phi_r = k_\Phi \cdot I_{sd}$$

arată că :

- doar componenta I_{sd} **determină amplitudinea lui Φ_r** ;
- doar componenta I_{sq} **determină amplitudinea C_{em}** atunci când Φ_r este menținut constant.

Fără cuplaj (combinarea) acțiunilor I_{sd} și I_{sq} se regăsește configurația de motor de c.c.

Deci controlul vectorial utilizează un model transformat al mașinii astfel încât să se mențină ortogonalitatea flux-curent activ. Atunci cuplul electromagnetic este dat de o expresie scalară, la valoarea sa maximă.

Funcțiile esențiale pe care trebuie să le îndeplinească o structură de comandă vectorială pentru a controla cuplul unei mașini asincrone:

- să genereze comenzi pentru controlul fluxului și cuplului, care, pe baza referințelor acestora, vor defini referințele curenților transformați;

- să activeze controlul curenților transformați pentru a asigura urmărirea acestor referințe;
- o transformare ce asigură schimbarea sistemului de referință $(d, q) \rightarrow (a, b, c)$, permițând acționarea asupra mărimilor electrice reale prin intermediul unui convertor static de energie, în speță un inverter de tensiune PWM;
- o determinare a poziției fluxului Φ_r ;
- o transformare a sistemului de referință $(a, b, c) \rightarrow (d, q)$.

Următoarea schemă funcțională evidențiază elemente de bază pentru comanda vectorială.

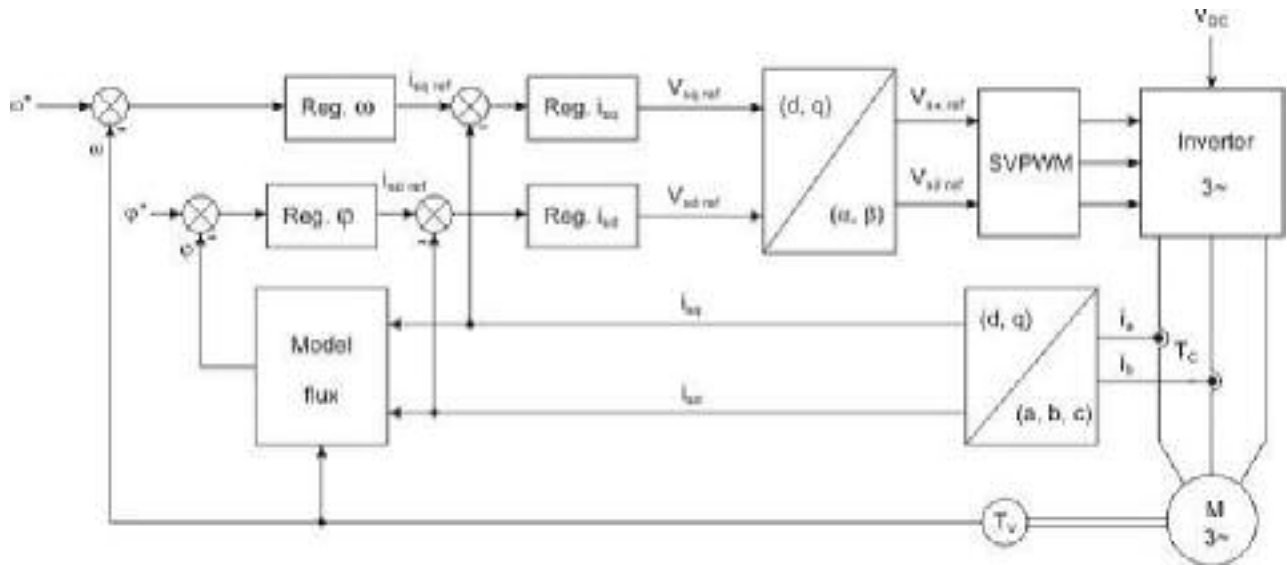


Fig. 4 Schema bloc pentru controlul vectorial - ilustrarea principiului

Curenții statorici i_a și i_b , obținuți de la traductoarele de curent T_C , activează blocul de transformare Clarke - Park.

- i_{sq_ref} este o imagine a cuplului;
- i_{sd_ref} are același rol pentru flux.

Schimbând referința fluxului, se poate particulariza structura pentru comanda vectorială a motoarelor asincrone sau a celor sincrone.

Ieșirile reguletoarelor pentru curenți dau referințele pentru componentele (d, q) ale tensiunilor statorice.

Aceste mărimi dau pentru transformarea Park inversă tensiunile V_{sd_ref} și V_{sq_ref} care fac să funcționeze blocul modulator PWM.

Acesta trimite impulsurile de comandă către dispozitivele de comutație din structura inverterului.

Cunoașterea amplitudinii și fazei fluxului: esențială!

După metodele utilizate pentru a le obține, există variantele:

- **directe** (prin măsurare: sonde Hall sau bobine încorporate în motor) ® prima metodă utilizată.
 - construcție specială a mașinii (și fiabilitate redusă);
 - probleme pentru extragerea informației utile pentru frecvențele joase.
- **indirecte** - fluxul este determinat prin calcul:
 - folosind un model de flux sau, cunoscând curenții și viteza se calculează fluxul (vezi schema de mai sus);

- simplificând schema de reglare prin eliminarea regulatorului de flux. Într-adevar, datorită dependenței

$$i_{dref} = k \cdot \Phi_{ref} \quad (12)$$

- \otimes bucla de reglare pentru componenta 'd' a curentului este de fapt bucla fluxului (controlat indirect).

Metodele care fac apel la calculul fluxului : **metode de estimare a fluxului sau cu observator de flux.**

Buda explicită a fluxului: se poate adăuga un bloc suplimentar pentru prelucrarea acestuia: **corector de flux.**

!!! Important:

Structura / principiul prezentat realizează ceea ce este cunoscut sub numele de:

«control vectorial după flux rotoric»

= **strategia** de comandă vectorială **cea mai utilizată.**

Modelul mașinii asincrone (inclusiv expresia cuplului electromagnetic) este tratabilă în sisteme de referință diferite:

- legat de stator;
- legat de rotor;
- legat de câmpul învârtitor în întrefier.

Deci, se pot implementa comenzi vectoriale cu orientare după:

- fluxul statoric;
- fluxul rotoric ;
- magnetizarea în întrefier.

Comanda este realizată în sistemul de referință solidar cu fluxul respectiv, curenții statorici fiind obținuți în sistemul asociat.

Într-un astfel de sistem, componentele curentului statoric sunt întotdeauna ortogonale și similare curentului de excitație și curentului din indusul motorului de c.c.

Comanda după fluxul statoric: dificultatea măsurării tensiunilor statorice foarte distorsionate în cazul invertoarelor PWM.

Deși măsurătorile primare se referă la curenții (i_a, i_b, i_c), comanda finală a invertoarelor de tensiune revine unor bucle de reglare pentru componente de tensiune.

Noile tendințe pentru soluțiile de control vectorial:

- eliminarea captorilor dinamici (în mișcare). Schemele obținute sunt denumite «**sensorless**» (**fără senzori**) și necesită performanțe superioare de calcul în timp real pentru procesoarele de comandă (DSP);
- **estimarea fluxului** ținând cont de perturbațiile aleatoare (estimator / filtru Kalman);
- obținerea unei **comenzi robuste, adaptive și optime** după diferite criterii de performanță;
- aportul **tehnicienilor neconvenționale**: fuzzy, în mod alunecător, cu rețele neuronale.

4. Aspecte ale implementării controlului vectorial

4. Aspecte ale implementării controlului vectorial

4.1 Achiziția curenților

Comanda vectorială necesită în mod esențial curenții statorici pentru sistemul de referință (a,b,c). i_a și i_b sunt măsurați utilizând traductoare cu efect Hall – Fig.5.

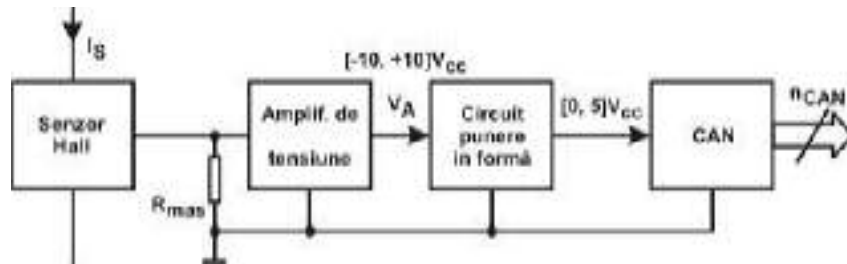


Fig. 5 Achiziția curenților statorici – structura standard

Obținerea fluxului (amplitudine și fază) este diferită:

- pentru motoarele sincrone:
 - măsurat direct – rotorul și fluxul sunt sincrone;
 - sau prin integrarea vitezei rotorului.
- pentru motoarele asincrone, din cauza alunecării rotor / flux, poziția acestuia este găsită prin calcul.

4.2 Regulatele PI

Regulatele **PI numerice** sunt adecvate pentru controlul cuplului și fluxului în condițiile unei acordări bune pentru parametrii termenilor $P(k_p)$ și $I(k_i)$.

Primul termen (efect) este legat de sensibilitatea la eroare, în timp ce al doilea privește eroarea în regim staționar. Regulatorul PI este implementat prin relațiile de calcul on-line (Fig. 6):

$$u_k = k_{PI} \cdot e_k + x_k \quad ; x_k : \text{variable auxiliare} \quad (13)$$
$$x_k = x_{k-1} + k_I \cdot e_k$$

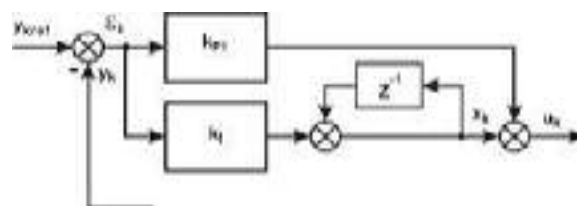


Fig. 6 Regulator PI numeric

În timpul funcționării:

- variația referinței;
- perturbațiile,

® pot provoca saturația regulatorului.

☹️ Comportamentul neliniar este legat de **fenomene tranzitorii supărătoare**.

😊 Pentru a le evita, componenta integrală este modificată:

$$e_k = y_{kref} - y_k$$

$$u_k = x_k + k_{pr} \cdot e_k; x_k = k_I \cdot e_k + k_{cor} \cdot e_k + x_{k-1}; e_{1k} = u_k - u_{1k}$$

$$u_{1k} = u_k$$

(14)

Si $u_k > u_{max}$, $u_{1k} = u_{max}$

Si $u_k < u_{min}$, $u_{1k} = u_{min}$

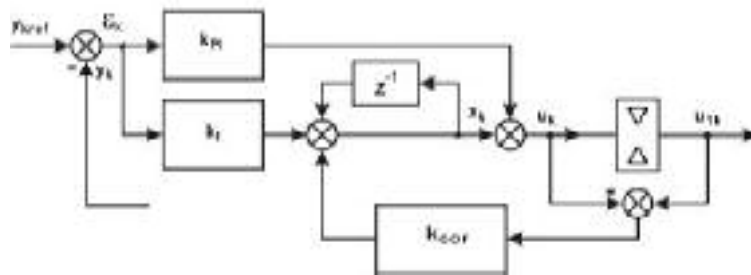


Fig. 7 Regulator PI numeric cu anti-saturație

4.3 Metode de modulare în durată

Se consideră structura standard de inverter – Fig.8

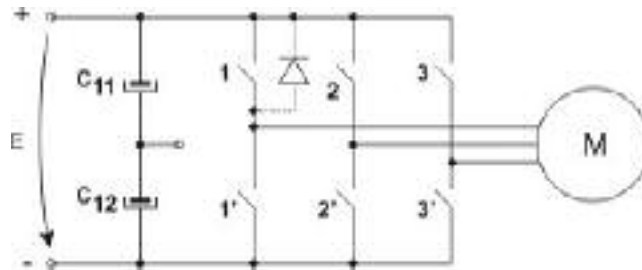


Fig. 8 Invertorul - structura si notatii circuit de putere

“O”: punctul de nul fictiv al sursei de tensiune continuă.

Cele trei tensiuni în stea ale mașinii v_1, v_2, v_3 formează vectorul V_s , definit prin:

$$V_s = V_1 + \bar{a} \cdot V_2 + \bar{a}^2 \cdot V_3; \bar{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}; \bar{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (15)$$

Ciclul de lucru al invertorului : 6 etape utile și alte două “nule”.

V_s se poate afla în opt poziții fixe, corespunzătoare la 8 configurații ale întreruptoarelor de putere, codificate pe 3 biți.

Asocierea codui binare – stări inverter – poziții vector V_s (nu este critică) – Fig. 9:

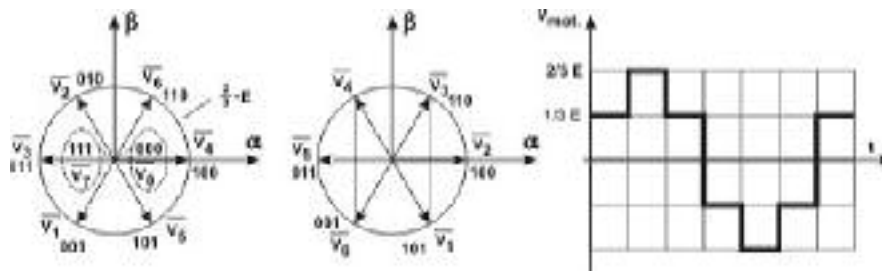


Fig. 9 Stările inverterului

Codul binar 1 / 0: închiderea / deschiderea întrerupătorului din semipuntea superioară (vezi Fig. 8).

A doua notație: urmărind proiecțiile pe axa α ale vectorului V_i , regăsim forma de undă pentru tensiunea furnizată pentru o perioadă (a fundamentalei) la comanda cu undă plină - fără modulare.

Inverterul cu undă plină are două inconveniente:

- fundamentala fixă (nu depinde decât de tensiunea de intrare în convertor) → devine necesar un redresor comandat conectat la rețeaua de alimentare;
- la frecvență statorică mică, ondulații ale cuplului instantaneu.

Metoda PWM

f_c = frecvența de tăiere; f_s = frecvența de ieșire.

Creșterea numărului de impulsuri pe o perioadă a mașinii, permite variația valorii tensiunii fundamentale de ieșire și mărirea ordinului primei armonici.

PWM asincronă: frecvența de eșantionare = constantă → un raport $f_c / f_s = p$ (oarecare).

- Armonici, a căror amplitudine este în funcție de raportul frecvențial p .
- Aplicabil când f_c este net superioară frecvenței mașinii.

Pentru mașinile de putere mică (invertoare cu tranzistoare).

Frecvența de comutare > 2 kHz.

Pentru mașinile de mare putere:

$f_c = 250 \text{ Hz} \dots 1 \text{ KHz}$

$f_s = 50 \dots 100 \text{ Hz}$ **conținut armonic: ridicat**

PWM sincronă:

f_c și f_s : corelate. Pentru $f_s = 0 \dots 70 \text{ Hz}$, $f_c: 600 \dots 1000 \text{ Hz}$.

Modularea sincronă evită subarmonicile (în mod particular în circuit deschis după o lege $U/f = \text{ct.}$), care produc rezonanțe și tensiuni în lanțul cinematic.

Inconveniente:

- Amplitudinea fundamentalei depinde de raportul $p = f_c / f_s$;
- Dacă tensiunile de referință furnizate de modulator sunt generate de o comandă numerică, este imperativ să se păstreze o frecvență de eșantionare constantă pe toată plaja vitezei astfel încât să se poată defini regulatoarele numerice (altfel transformarea în z nu mai este aplicabilă).

4.4 Strategia PWM vectorială (SVPWM) - Modularea impulsurilor în lăţime de tip vectorial

PWM vectorial (SVPWM - **S**pace **V**ector **P**ulse **W**idth **M**odulation) = o tehnică nouă de modulaţie optimă care permite minimizarea armonicilor curentului şi cuplului.

Elimină unele din inconvenientele menţionate.

Principiul: aproximarea tensiunii medii de referinţă $V_s(kT_e)$ pe timpul unei perioade de eşantionare T_e prin vectorii de tensiune adiacenţi (V_i, V_{i+1}), V_0 (notat şi V_L) şi V_7 (notat si V_H).

Vectorii pentru cele opt poziţii fixe se exprimă prin:

$$V_s = \frac{2}{3} \cdot E \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}}; i = 1, 6 \quad (16)$$

$V_s = V_H = 0$ (toate întrerupătoarele de sus sunt conductoare);

$V_s = V_L = 0$ (toate întrerupătoarele de sus sunt blocate).

- Vectorii de comutaţie $V_1 \dots V_6$ dau stările întrerupătoarelor, aşa încât codurile binare asociate sunt adiacente.
- $V_1 \dots V_6$ reprezintă poziţiile de trecere pentru vectorul spaţial asociat sistemului trifazat al tensiunilor de fază.
- Vectorul nul (pentru V_H şi V_L) corespunde punctului O (originea) al planului complex.

Secvenţele optime din punct de vedere energetic ale întrerupătoarelor inverterului sunt cele care conduc la un minim de comutări (o singură tranziţie la trecerea dintr-o stare în alta).

Fiecărui sector îi corespund următoarele combinaţii de comutaţii:

1 : $V_L - V_1 - V_2 - V_H - V_2 - V_1 - V_L$

2 : $V_L - V_3 - V_2 - V_H - V_2 - V_3 - V_L$

3 : $V_L - V_3 - V_4 - V_H - V_4 - V_3 - V_L$

4 : $V_L - V_5 - V_4 - V_H - V_4 - V_5 - V_L$

5 : $V_L - V_5 - V_6 - V_H - V_6 - V_5 - V_L$

6 : $V_L - V_1 - V_4 - V_H - V_4 - V_1 - V_L$

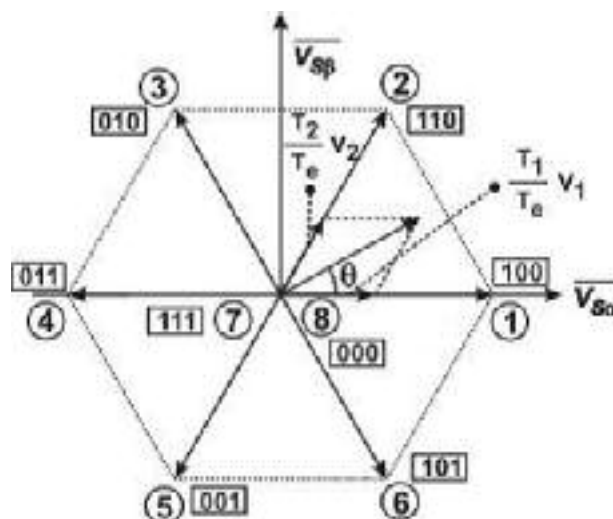


Fig. 10 Calculul tensiunii de referință medii

T_i : timpul în care $V_S = V_i$

T_{i+1} : timpul în care $V_S = V_{i+1}$

T_L : timpul în care $V_S = V_L$

T_H : timpul în care $V_S = V_H$

$$T_C = \frac{T_E}{2} = T_L + T_i + T_{i+1} + T_H \quad (17)$$

$$\int_0^{T_C} V_S dt = \int_0^{T_L} V_L dt + \int_{T_L}^{T_L+T_i} V_i dt + \int_{T_L+T_i}^{T_L+T_i+T_{i+1}} V_{i+1} dt + \int_{T_L+T_i+T_{i+1}}^{T_C} V_H dt \quad (18)$$

Deoarece $V_L = V_H = 0$,

$$V_s(k) = V_i \cdot \frac{T_i}{T_C} + V_{i+1} \cdot \frac{T_{i+1}}{T_C} \quad (19)$$

Comanda prin orientarea fluxului, cu cele două cai de reglare, a fluxului și a vitezei, generează la fiecare perioadă de eșantionare k două tensiuni: $V_{sd}(k)$ și $V_{sq}(k)$.

Algoritmul SVPWM constăin – Fig. 11:

- localizarea sectorului care conține vectorul referință $V_s(k)$;
- calcularea elementelor caracteristice ale vectorului tensiune:
 - amplitudine $|V_s(k)|$;
 - defazaj $\varphi(k)$ față de vectorul de tensiune adiacent V_i .

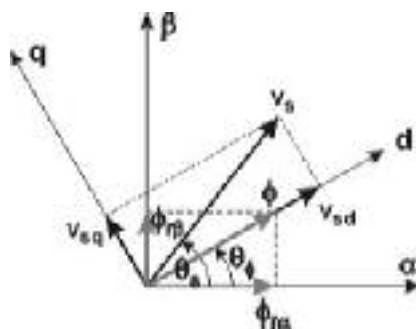


Fig. 11 Elementele vectorului de referință pentru SVPWM

$$|V_s(k)| = \sqrt{V_{sd}^2 + V_{sq}^2}$$

$$\theta_1(k) = \arg[V_s(k)] \text{ module } \frac{\pi}{3} = \theta_s \text{ module } \frac{\pi}{3} \quad (20)$$

$$\arg[V_s(k)] = \arctg \frac{\Phi_{t\alpha}(k) \cdot V_{sq}(k) + \Phi_{t\beta}(k) \cdot V_{sd}(k)}{\Phi_{t\beta}(k) \cdot V_{sq}(k) - \Phi_{t\alpha}(k) \cdot V_{sd}(k)} \cdot \omega \Phi \cdot \frac{T_c}{2}$$

Se calculează impulsul de comandă după relațiile:

$$T_i = T_c \cdot M(k) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i(k)\right); M(k) = \sqrt{3} \cdot \frac{|V_s(k)|}{E}$$

$$T_{i+1} = T_c \cdot M(k) \cdot \sin(\theta_i(k)); T_0 = T \text{ pentru } V = 0 \quad (21)$$

$$T_H = T_L = T_c - T_i - T_{i+1} = \frac{T_0}{4}$$

Undele SVPWM sunt simetrice față de mijlocul fiecărei perioade PWM – Fig. 12.

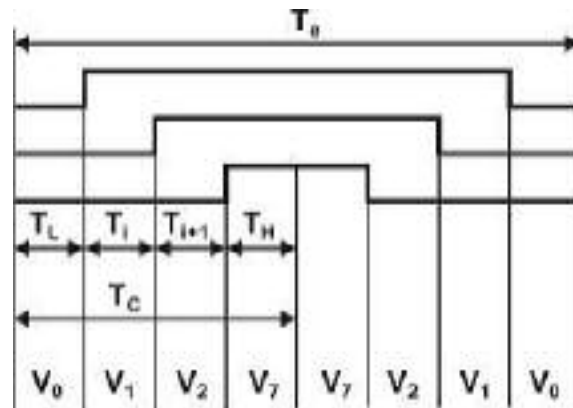


Fig. 12 Impulsurile modulate în lățime pentru comanda vectorială

Exemplu : impulsurile PWM vectorial pentru sectorul 5 - Fig. 13

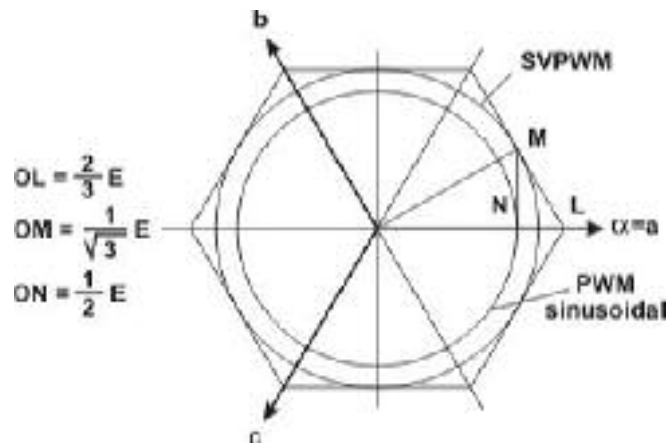


Fig. 13 Compararea metodelor de modulație

Secvența de comutație:

V_L	V_5	V_6	V_H	V_6	V_5	V_L
000	001	101	111	101	001	000

Modularea vectorială, contrar modulării sinusoidale, permite distribuirea într-un mod cât mai uniform posibil a zonelor de regim liber (T_L et T_H) în tensiunile fază - nul.

Egalitatea $T_L = T_H$ implică injectarea amonicii de ordin 3, a cărei amplitudine este 25% din tensiunea sinusoidală de referință. Adăugarea acestei amonici la referințele sinusoidale reduce sensibil distorsiunea armonică a tensiunii de ieșire a invertorului.

Pentru SVPWM, amplitudinea vectorului de referință în regim staționar este $\frac{2}{3}E$, dar, în general,

locul său este situat în interiorul cercului de rază $\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot E$.

Tensiunea maximă de ieșire pentru SVPWM este $\frac{2}{\sqrt{3}}(OM / ON)$, superioară celei pentru PWM sinusoidal. Deci sursa de c.c este mai bine utilizată.