

Curs 4

**Sisteme de propulsie cu motoare de inducție în
VE și VEH**

Utilizarea motoarelor fără perii prezintă o serie de avantaje concrete față de motoarele de curent continuu clasice care au sistemul perii colector. În prezent sistemele de comandă și control ale mașinilor de inducție pot fi considerate ca fiind la maturitate. Comparând cu convertoarele adresate mașinilor de curent continuu, cele pentru mașinile de inducție au avantaje precum greutatea scăzută, dimensiuni reduse, preț redus și randament și fiabilitate ridicate. Având în vedere că ne referim la domeniul VE și VEH, aceste avantaje sunt foarte importante și trebuie luate în considerare foarte serios.

Din punct de vedere constructiv există două variante de mașini de inducție, și anume cele cu rotor bobinat și cele cu rotor cu bare sau în colivie. Datorită costului lor ridicat, necesității mentenanței periodice și fiabilității denaturate, cele cu rotor bobinat sunt mai puțin atractive în domeniul sistemelor de propulsie al VE și VEH.

Ca atare, mașinile de inducție cu rotorul în colivie sunt cele care reprezintă reperul de interes.

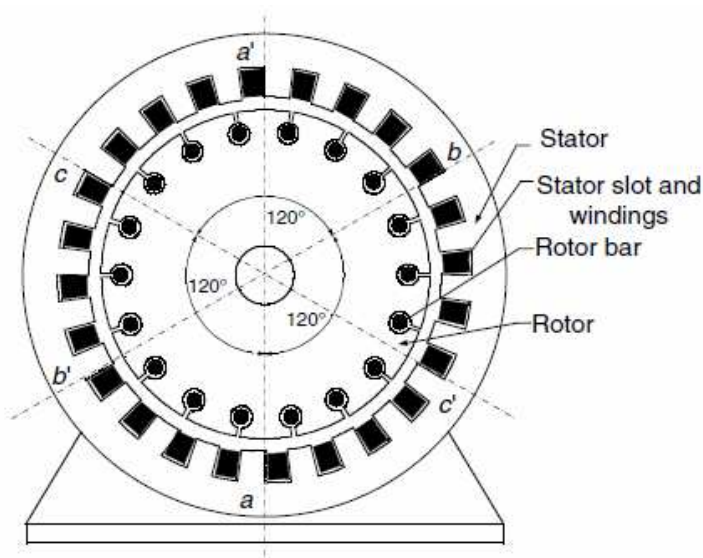


Fig. 4.1 Secțiune transversală a mașinii de inducție

În fig. 4.1 este prezentată secțiunea transversală a mașinii de inducție cu o pereche de poli. În creștăturile statorice sunt introduse înfășurările care formează un circuit electric trifazat. Așezarea înfășurărilor se realizează în așa fel încât la nivelul întrefierului să se regăsească o distribuție aproximativ sinusoidală a inducției electromagnetice. Decalajul celor trei faze ale mașinii este realizat la 120° geometrice în creștături.

Colivia rotorului mașinii de inducție este realizată prin turnarea barelor din aluminiu direct în creștături, în așa fel încât să formeze un circuit electric închis. Practic, închiderea circuitului se realizează prin inelele de la capetele barelor. Cu alte cuvinte, barele sunt toate scurtcircuitate la capete. La nivelul axului rotoric, dar în exteriorul mașini, se fixează un ventilator care asigură răcirea mașinii.

4.1. Principiul de operare al mașinii de inducție

Fig. 4.2a prezintă secțiunea transversală a statorului unei mașini de inducție cu o pereche de poli. Fiecare fază este alimentată cu un curent alternativ sinusoidal la o frecvență dată și un decalaj de 120° electrice între fiecare doi dintre ei. Curenții i_{as} , i_{bs} și i_{cs} sunt cei trei curenți care circulă prin înfășurările statorice, producând trei tensiuni

magnetomotoare F_{as} , F_{bs} și F_{cs} prin compunerea cărora, ca rezultantă se obține un vector sumă F_s^s care reprezintă tensiunea megnetomotoare rezultantă.

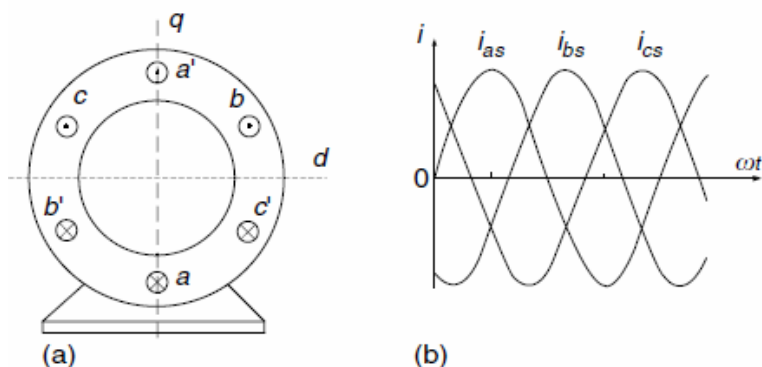


Fig. 4.2 Explicativă privind operarea mașinii de inducție

Tensiunea magnetomotoare produsă de cei trei curenți poate fi descrisă astfel:

$F_{as} = F_{as} \sin \omega t$ $F_{bs} = F_{bs} \sin(\omega t - 120^\circ)$ $F_{cs} = F_{cs} \sin(\omega t - 240^\circ)$	(4.1)
---	-------

Vectorul rezultant al celor trei tensiuni poate fi exprimat astfel:

$F_s^s = \frac{3}{2} F_s e^{j(\omega t - 90^\circ)}$	(4.2)
--	-------

Ecuția (4.2) indică faptul că acest vector se învârtă cu frecvența corespunzătoare pulsației ω și are amplitudinea $(3/2)F_s$. Cu alte cuvinte, la nivelul întrefierului mașinii de inducție se formează un câmp magnetic dinamic, realizat din compunerea a trei câmpuri pulsatorii, corespunzătoare fiecărei faze a mașinii. Acest câmp poartă numele de *câmp învârtitor*, și stă la baza funcționării acestei mașini.

Atunci când acest câmp străpunge barele rotorice în aceastea se induce o tensiune electromotoare. Barele regăsindu-se în circuit închis, o dată cu apariția tensiunii, apare și o vehiculație de curent electric prin ele. Acestui curent îi corespunde un câmp magnetic care va tinde să-l urmărească pe cel din stator, punând astfel în mișcare rotorul mașinii, producând cuplu electromagnetic. Ca atare, pentru ca la nivelul barelor rotorice să se inducă tensiuni electromotoare, este necesar ca între acestea, adică între rotor și câmpul magnetic al statorului să existe o diferență relativă de viteză.

Pusația ω a tensiunii magnetomotoare depinde doar de frecvența curenților de alimentare ai statorului și de numărul de perechi de poli ai mașinii. Aceasta va fi viteza de rotație a câmpului învârtitor al mașinii și ea mai poartă numele de *viteza de sincronism*.

$\omega_{ms} = \frac{2}{p} \omega = \frac{4\pi f}{p} \text{ rad / sec}$	(4.3)
---	-------

Unde f este frecvența curenților de alimentare. Atunci când rotorul ajunge la viteza de sincronism, ca atare între barele rotorice și câmpul învârtitor al statorului, diferența relativă de viteză devine zero, nu se mai induc tensiuni în bare, dispare curentul din acestea ca atare cuplul dezvoltat va fi nul. Diferența relativă de viteză între câmpul învârtitor al statorului și rotor este:

$\omega_{sl} = \omega_{ms} - \omega_m = s\omega_{ms}$	(4.4)
---	-------

Unde, ω_{sl} este numită *viteză de alunecare*. Parametrul s este cunoscut sub numele de *alunecare* și este dat de:

$s = \frac{\omega_{ms} - \omega_m}{\omega_{ms}}$	(4.5)
--	-------

Datorită diferenței relative de viteză dintre câmpul statoric și rotor, tensiunile induse în rotor au o frecvență care depinde și ea de alunecare:

$\omega_r = \frac{\omega_{sl}}{\omega_{ms}} \omega = s\omega$	(4.6)
---	-------

Aici, ω_r este pulsația tensiunilor induse în rotor.

Pentru $\omega_m < \omega_{ms}$, viteza relativă este pozitivă, ca atare tensiunile induse în rotor au aceeași succesiune ca și tensiunile statorice. Acest fapt face ca în rotor să i-a naștere un câmp magnetic care se rotește în aceeași direcție ca și rotorul. Evident, rotorul se va deplasa și el în aceeași direcție ca și câmpul magnetic al statorului, deci va produce un cuplu de regim staționar. Pentru $\omega_m = \omega_{ms}$, viteza relativă dintre cele două părți devine zero, ca atare nu se mai induc tensiuni în rotor deci, câmpul lui dispare. Asta va duce implicit la dispariția producerii cuplului. Pentru $\omega_m > \omega_{ms}$, diferența relativă de viteză schimbă de semn. Ca atare, tensiunile și curenții din rotor schimbă de sens, ajungând la o succesiune inversă față de cei din stator. Acest regim de operare va produce un cuplu negativ, care corespunde defapt regimului de generator. Acest regim, în VE și VEH este utilizat pentru frânarea vehiculului.

4.1.1 Funcționarea în regim staționar

Înainte de a discuta acest aspect al mașinii, trebuie să menționăm că, termenul de *regim staționar* nu înseamnă viteză și cuplu zero a mașinii. Regim staționar se referă la faptul că, mașina funcționează la anumiți parametri energetici care nu se schimbă. Se menține, cu alte cuvinte, o turație și un cuplu constant. Opus regimului staționar este *regimul tranzitoriu* în care apare o variație a cuplului și/sau a vitezei mașinii. Deci apare o tranziție de la regimul staționar spre un alt regim staționar.

Câmpurile produse de stator și rotor sunt legate ca și printr-un transformator ideal. a_{T1} este factorul de transformare care este egal cu raportul numărului de spire al statorului și rotorului n_s/n_r . Pentru o mașină cu rotor în colivie $n_r=1$. Circuitul echivalent poate fi simplificat prin raportarea mărimilor de rotor la frecvența statorului și la numărului lui de spire. Circuitul echivalent care rezultă este ilustrat în fig. 4.3 unde R_r și X_r sunt rezistența și reactanța rotorului raportate la stator:

$R_r' = a_{T1}^2 R_r$ $X_r' = a_{T1}^2 X_r$	(4.7)
---	-------

Reactanța statorică, cea mutuală și cea a rotorului raportate la stator sunt exprimate funcție de frecvența statorului și inductivitățile aferente: L_s , L_m și L_r . Impedanțele statorului și rotorului pot fi exprimate astfel:

$Z_s = R_s + jL_s\omega_r$ $Z_m = jL_m\omega_r$ $Z_r = \frac{R_r'}{s} + jL_r\omega$	(4.8)
---	-------

Impedanța totală a circuitului va fi:

$Z = Z_s + \frac{Z_m Z_r}{Z_m + Z_r}$	(4.9)
---------------------------------------	-------

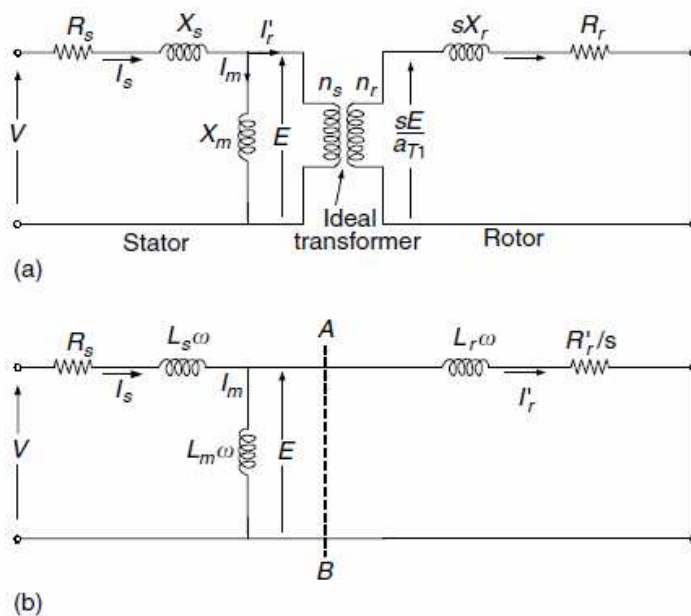


Fig. 4.3 Circuitul echivalent al mașinii de inducție (a) și circuitul echivalent referit la stator (b)

Curenții care vor fi vehiculați prin stator și rotor:

$I_s = \frac{V}{Z}$ $I_r = \frac{Z_m}{Z_m + Z_r} I_s$	(4.10)
---	--------

Puterea electrică livrată mașinii pe cele trei faze ale ei va fi:

$P_{elec} = 3I_r'^2 \frac{R_r'}{s}$	(4.11)
-------------------------------------	--------

Ca atare, puterea mecanică care poate fi extrasă la nivelul rotorului este determinată funcție de pierderile mașinii:

$P_{mec} = P_{elec} - 3I_r^2 R_r'$	(4.12)
------------------------------------	--------

Viteza rotorului este exprimată funcție de alunecare astfel:

$\omega_m = \frac{2}{p} \omega (1 - s)$	(4.13)
---	--------

Ecuția cuplului pe care motorul îl dezvoltă este:

$T = \frac{P_{mech}}{\omega_m}$	(4.14)
---------------------------------	--------

Fig. 4.3 ilustrează caracteristica de variație a cuplului cu viteza pentru o mașină de inducție la tensiune și frecvență constante. În regiunea $0 < s < s_m$, unde s_m este alunecarea nominală, cuplul prezintă o ascensiune aproximativ liniară până la o valoare maximă unde $s = s_m$ iar din acest punct, descrește până atinge valoarea $s = 1$. La această valoare viteza rotorului devine zero iar cuplul corespunzător acestui punct este egal cu cuplul de pornire. Dacă alunecarea este între 0 și 1, mașina funcționează în regim de motor. Acolo unde alunecarea depășește valoarea de 1, cuplul scade mai departe iar viteza rotorului devine negativă. Ca atare, în acest regim mașina funcționează ca frână cu reversare de sens.

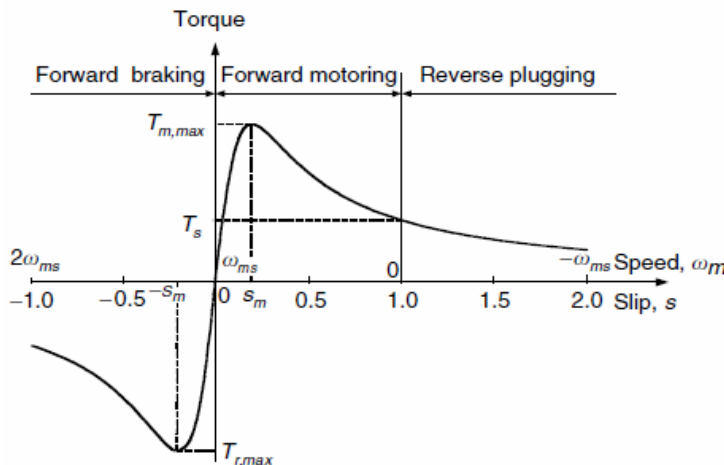


Fig. 4.4 Caracteristica de variație a cuplului cu viteza a mașinii de inducție

Atunci când alunecarea este mai mică decât zero, viteza rotorului este mai mare decât viteza sincronă, ca atare mașina produce un cuplu negativ, deci e în regim de fânare.

Analizând caracteristica de variație a cuplului cu viteza din fig. 4.4 este clar faptul că, o asemenea variație nu este lucrativă pentru VE sau VEH. Aceasta se datorează în special cuplului mic de pornire, plajei mici de viteze și al instabilității

mașinii la operare mai mare decât s_m , care va duce în cazul unei apariții a unui cuplu disturbant la oprirea mașinii. În același timp, curentul mașinii crește foarte mult ducând la distrugerea înfășurărilor ei. Cu alte cuvinte, funcționarea mașinii la tensiune și frecvență constantă se rezumă la o plajă restrânsă a alunecării, între zero și s_m . Ca atare, în aplicații de tracțiune electrică, mașina de inducție trebuie controlată astfel încât caracteristica cuplu viteză să fie asemenea detaliilor explicate în capitolele anterioare.

4.1.2 Controlul mașinii prin menținerea raportului constant viteză/frecvență

În aplicații de motor de propulsie, caracteristica viteză cuplu a mașinii poate fi modificată prin menținerea constantă a raportului dintre tensiunea de alimentare și frecvența ei. Această strategie de control este cunoscută în literatura de specialitate ca *metodă de control scalar*. Realizând o emulare a mașinii de curent continuu la viteză redusă, fluxul poate fi menținut constant. Ca atare, făcând o analogie cu fig. 4.3b, curentul de magnetizare (de câmp) I_m ar trebui menținut constant și egal cu valoarea lui nominală. Așadar:

$I_{mr} = \frac{E}{X_m} = \frac{E_{nom}}{\omega_r L_m}$	(4.15)
---	--------

Unde I_{mr} este valoarea nominală a curentului de magnetizare iar E_{nom} și ω_r sunt valoarea nominală a tensiunii electromotoare respectiv a frecvenței statorice. Pentru a menține un flux constant, raportul din ecuația (4.15) trebuie menținut constant. Ignorând căderea de tensiune a impedanței Z_s rezultă un raport constant V/ω până când frecvența și tensiunea ating valorile lor nominale.

Ca atare, uzând de fig. 4.3b se poate exprima curentul din rotorul mașinii:

$I_r' = \frac{(\omega / \omega_r) E_{nom}}{jL_r \omega + R_r' / s}$	(4.16)
---	--------

Cuplul produs de mașină poate fi exprimat astfel:

$T = \frac{3}{\omega} I_r'^2 R_r' / s = \frac{3}{\omega} \left[\frac{(\omega / \omega_r)^2 E_{nom}^2 R_r' / s}{(R_r' / s)^2 + (L_r \omega)^2} \right]$	(4.17)
---	--------

Alunecare care corespunde cuplului maxim este:

$s_m = \pm \frac{R_r'}{L_r \omega}$	(4.18)
-------------------------------------	--------

Ca atare cuplu maxim dezvoltat va fi:

$T_{max} = \frac{3E_{nom}^2}{2L_r \omega_r^2}$	(4.19)
--	--------

Ecuția (4.19) indică că la un raport constant E/ω cuplul maxim este constant la modificare frecvenței. Ecuția (4.18) sugerează că $s_m \omega$ este constant, rezultând o alunecare constantă a mașinii. În practică, datorită prezenței impedenței statorice și a căderii de tensiune pe aceasta, tensiunea de alimentare ar trebui să fie ușor mai mare decât cea determinată prin raportul constant E/ω conform explicativei ilustrate în fig. 4.4.

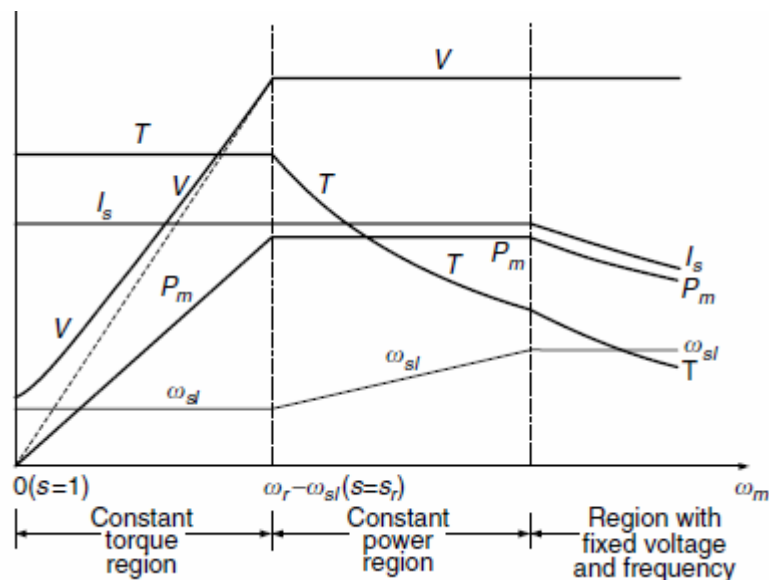


Fig. 4.4 Variabilele caracteristicilor mașinii la modificare vitezei

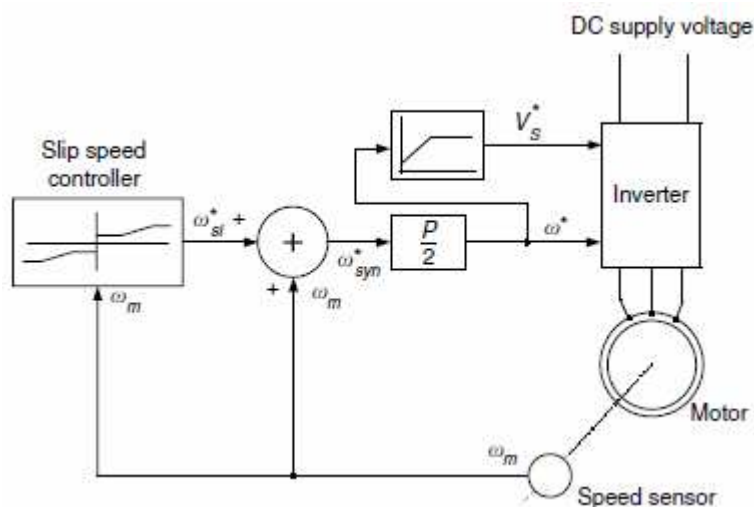


Fig. 4.5 Configurația unității de control sclar

În aplicații de tracțiune electrică, reglajul vitezei în plajă mare, respectiv cuplu mare la viteză mare, sunt cerute permanent. Totodată, se impune ca sistemul să poată fi controlabil și dincolo de regiunea de putere constantă. Pentru a preveni creșterea cuplului peste cel de răsturnare, mașina este controlată la alunecare constantă iar curenților și puterii li se permit scăderi, precum se vede din fig. 4.4. În fig. 4.5 este prezentată schema bloc pentru unitatea de control scalar aplicată mașinii de inducție.

4.1.3 Controlul electronicii de putere aferente mașinii de inducție

Având în vedere faptul că sistemul de alimentare aflat la bordul oricărui vehicul electric sau hibrid este de tensiune continuă, este necesar de a utiliza un convertor între acest sistem de alimentare și mașina electrică de inducție. Ca atare, un convertor capabil să modifice tensiunea de alimentare și frecvența ei este utilizat, acesta fiind convertor CC-CA.

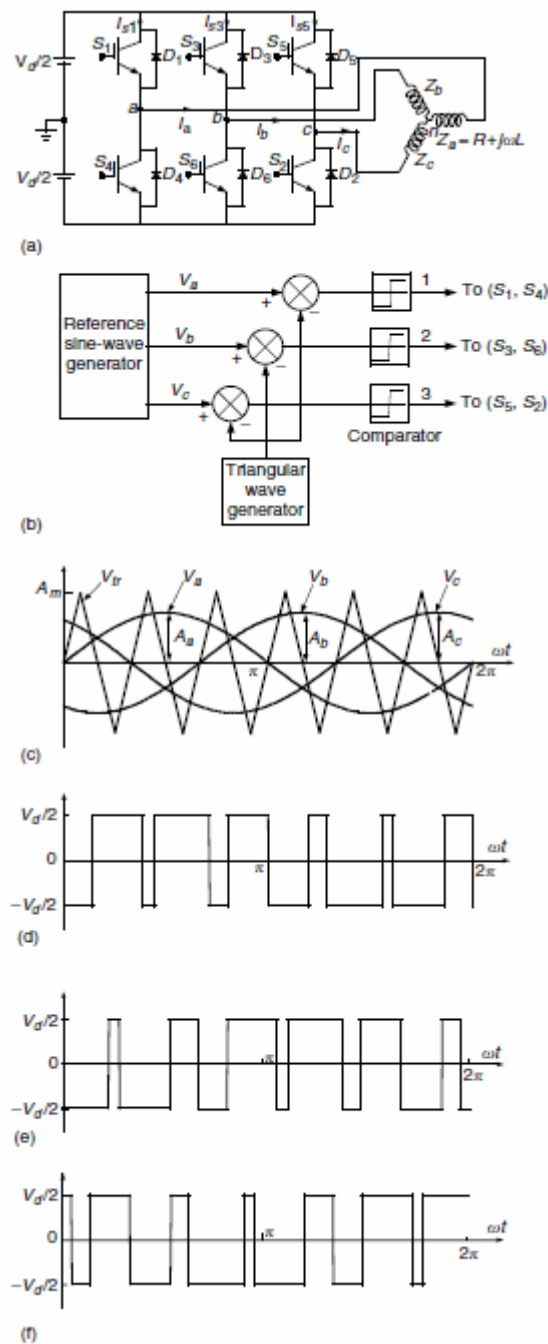


Fig. 4.6 Topologia unui invertor (a), semnalele de comandă (b), tensiunile trifazate de referință și purtătoarea (c), tensiunea pe faza A (d), tensiunea pe faza B (e), tensiunea pe faza C (f)

Structura unui asemenea convertor este ilustrată în fig. 4.6a. El se compune din tranzistoare și diode de putere, acestea fiind componentele semiconductoare. Cele trei faze ale mașinii se conectează la punctul median al fiecărui braț de tranzistoare.

Atunci când, tranzistoarele S_1 , S_3 și S_5 sunt închise, atunci S_4 , S_6 și S_2 sunt deschise și cele trei faze ale mașinii sunt alimentate cu tensiune pozitivă ($V_d/2$). Similar dacă tranzistoarele S_1 , S_3 și S_5 sunt deschise, atunci S_4 , S_6 și S_2 sunt închise și cele trei faze ale mașinii sunt alimentate cu tensiune negativă ($-V_d/2$). Diodele din antiparalelul tranzistoarelor reprezintă calea curentului de fugă.

Pentru a implementa strategia de control scalar, este nevoie să se utilizeze metoda modulației pe lățime de impuls sau PWM pentru a stabili momentele de închidere/deschidere a tranzistoarelor de putere. Trei tensiuni de referință, V_a , V_b și V_c sunt comparate cu o undă purtătoare de formă triunghiulară V_{tr} și cu amplitudine fixă A_m așa cum e ilustrat în fig. 4.6c. Ieșirea celor trei comparatoare 1, 2 și 3 reprezintă semnalele de grilă pentru tranzistoare. Comparația se efectuează foarte simplu pentru fiecare fază, astfel că dacă unda triunghiulară este mai mare decât cea sinusoidală se dă semnal pentru deschiderea tranzistorului, iar dacă e mai mică, se dă semnal pentru închiderea lui. Formele de undă ale tensiunii pe fiecare fază ale mașinii sunt ilustrate în fig. 4.6 d, e și f.

Frecvența fundamentalei tensiunii din mașină este aceeași ca și a referinței. Ca atare, frecvența motorului poate fi schimbată direct din modificarea frecvenței referinței sinusoidale. Raportul dintre amplitudinea referinței și cea a unde triunghiulare se notează cu m , și se numește *index de modulare*, și se calculează:

$m = \frac{A}{A_m}$	(4.20)
---------------------	--------

Unde A este amplitudinea referinței sinusoidale iar A_m este amplitudinea semnalului triunghiular de comparat. Ca atare, valoarea efectivă a fundamentalei pe fiecare fază va fi:

$V_f = \frac{mV_d}{2\sqrt{2}}$	(4.21)
--------------------------------	--------

Ca atare, valoarea efectivă a tensiunii pe fiecare fază crește liniar cu modificarea lui m până acesta atinge valoarea 1. Pentru $m > 1$ numărul de pulsuri ale tensiunii scade ceea ce face ca forma fundamentalei să se depărteze de cea sinusoidală.

4.1.4 Controlul vectorial al mașinii de inducție

Strategia de control scalar al mașinii de inducție se pretează acolo unde aplicațiile cer frecvență de modulare redusă. Din păcate, aceasta este în dezavantajul sistemului având un randament scăzut și un factor de putere inferior altor metode. În ultimele două decenii s-a dezvoltat o altă metodă de control, și anume *controlul orientat după câmp* sau *controlul vectorial*. Aceasta are un randament net superior controlului scalar și frecvența la care se poate realiza modularea este dependentă doar de viteza sistemului de control și al tranzistoarelor de putere.

Principiul pe care se bazează această metodă reprezintă menținerea perpendicularității dintre câmpul statoric și cel rotoric, asta pentru a produce cuplu maxim tot timpul. Fenomenul este foarte asemănător cu cel de la mașina de curent continuu, unde constructiv, se menține perpendicularitatea celor două câmpuri.

În capitolele anterioare s-a descris cum, funcționează mașina de inducție. La alimenarea cu un sistem de curenți sinusoidali trifazați, în statorul ei se obține un câmp învârtitor care induce curenți și la nivelul rotorului. Astfel aici va apărea un al doilea câmp învârtitor care va avea aceeași viteză unghiulară cu cel din stator. Cele două câmpuri pot fi exprimate fiind raportate la un sistem de axe care se mișcă în sincron cu ele $dq0$. Solenația statorului va fi:

$F_s^s = F_{as} e^{j0^\circ} + F_{bs} e^{j120^\circ} + F_{cs} e^{j240^\circ}$	(4.22)
---	--------

În mod similar se vor descrie tensiunile, curenții și fluxurile statorice:

$v_s^s = v_{as} e^{j0^\circ} + v_{bs} e^{j120^\circ} + v_{cs} e^{j240^\circ}$ $i_s^s = i_{as} e^{j0^\circ} + i_{bs} e^{j120^\circ} + i_{cs} e^{j240^\circ}$ $\lambda_s^s = \lambda_{as} e^{j0^\circ} + \lambda_{bs} e^{j120^\circ} + \lambda_{cs} e^{j240^\circ}$	(4.23)
---	--------

Componentele statorice trifazate pot fi descompuse în componente raportate în sistemul $dq0$ drept componente de curent continuu:

$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}$ $\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix}$	(4.24)
---	--------

Intr-un motor de inducție real, raportul numărului de spire dintre rotor și stator trebuie luat în considerare, acesta fiind $v=N_s/N_r$. Vectorii de curent, tensiune și flux magnetic rotorici sunt descriși în sistemul de coordonate legat de rotor. Transformarea acestor vectori face referire la fig. 4.7, și este descrisă de următoarele ecuații:

$i_r^s = \frac{e^{j\theta_0}}{v} i_r^r$ $v_r^s = v e^{j\theta_0} v_r^r$ $\lambda_r^s = v e^{j\theta_0} \lambda_r^r$	(4.25)
---	--------

Utilizând notațiile vectoriale, atât înfășurările statorice cât și cele rotorice pot fi reprezentate acum printr-un simplu circuit RL, utilizând vectori spațiali de curent, tensiune și flux (fig.4.8).

Utilizând legile lui Kirchhoff pentru tensiune la nivelul statorului putem scrie:

$v_s^s = R_s i_s^s + \frac{d\lambda_s^s}{dt}$	(4.26)
---	--------

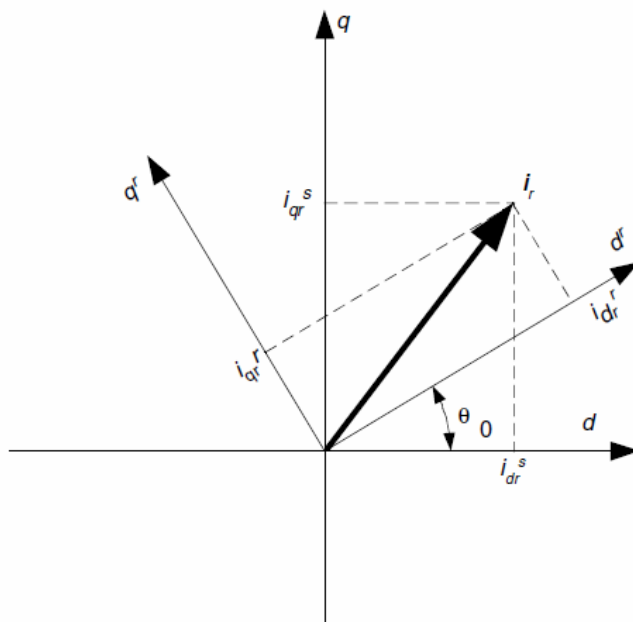


Fig. 4.7 Transformarea vectorului curent de la referențialul rotoric la cel statoric

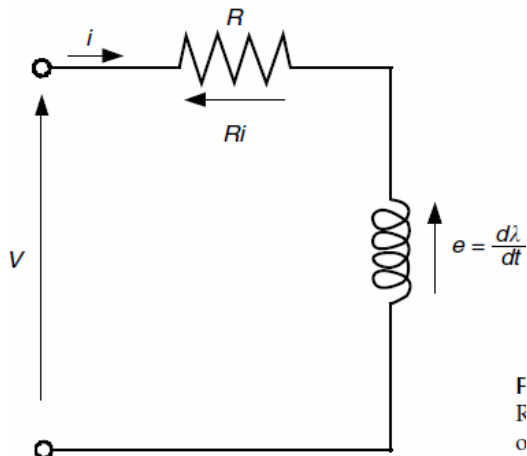


Fig. 4.8 Circuitul echivalent RL pentru stator sau rotor

La nivelul rotorului ecuația de tensiune va fi:

$v_r^s = R_r^r i_r^r + \frac{d\lambda_r^r}{dt}$	(4.27)
---	--------

Unde, R_s și R_r^r sunt rezistența fizică a înfășurării statorice respectiv cea rotorică raportată:

$R_r^r = \frac{1}{v} R_r$	(4.28)
---------------------------	--------

Din ecuațiile mai sus descrise se poate reveni la:

$R_r i_r^r = \frac{e^{-j\theta_o}}{v} R_r i_r^s$ $\frac{d\lambda_r^r}{dt} = \frac{e^{j\theta_o}}{v} \left(\frac{d\lambda_r^s}{dt} - j\omega_o \lambda_r^s \right)$	(4.29)
---	--------

În aceste condiții, tensiunea rotorică este:

$v_r^s = R_r i_r^s + \frac{d\lambda_r^s}{dt} - j\omega_o \lambda_r^s$	(4.30)
---	--------

Dacă introducem un operator diferențial care să realizeze substituția $p=d/dt$ ecuațiile de tensiune la rotor și stator pot fi scrise așa:

$v_s^s = R_s i_s^s + p\lambda_s^s$ $v_r^s = R_r i_r^s + (p - j\omega_o)\lambda_r^s$	(4.31)
---	--------

Vectorii de flux pot fi exprimați funcție de curenți și inductivitățile aferente circuitului, L_m fiind inductivitatea mutuală, L_s inductivitatea statorului și L_r inductivitatea rotorului.

$\begin{bmatrix} \lambda_s^s \\ \lambda_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s^s \\ i_r^s \end{bmatrix}$	(4.32)
--	--------

Tensiunile în varianta finală pot să fie scrise matricial, luând în considerare toate ecuațiile și substituțiile mai sus denumite:

$\begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \\ v_{dr}^s \\ v_{qr}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_o L_m & R_r & \omega_o L_r \\ -\omega_o L_m & 0 & \omega_o L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{qr}^s \end{bmatrix}$	(4.33)
--	--------

Dat fiind faptul că rotorul mașinii este mereu în scurt circuit datorită naturii constructive, tensiunile v_{dr}^s și v_{qr}^s sunt zero. La o anumită viteză rotorică ω_o curenții din rotor și stator sunt obținuți rezolvând ecuația (4.33). Cuplul dezvoltat de motor în acest caz este:

$T = \frac{P}{3} L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s)$	(4.34)
---	--------

Trecerea din sistemul trifazat în unul staționar nu schimbă caracteristicile alternative ale semnalelor variabile în timp. Problema este că realizarea unui control cu semnale alternative este greoi. Ca atare, se pretează trecerea într-un sistem de

semnale continue. Așadar se apelează la o altă transformare de la un sistem staționar dq la un sistem DQ așanumit *sistem de referință de excitație* care se învâрте cu aceeași viteză ω ca și solenația mașinii. Ca atare în regim staționar, coordonatele vectoriale ale motorului raportate la noul sistem de referință nu mai variază în timp. Acest lucru este ilustrat în fig. 4.9 care detaliază proiecția vectorului solenație pe ambele sisteme de coordonate.

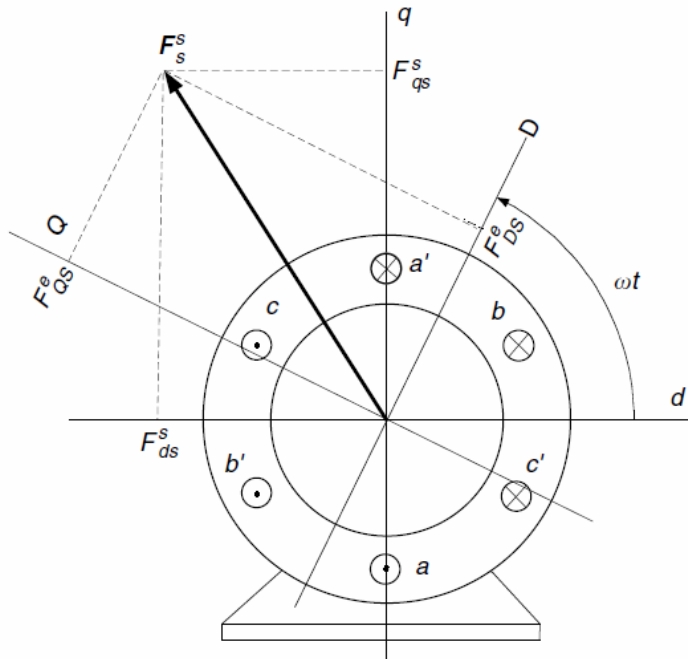


Fig. 4.9 Solenația proiectată în referința statorică și în cea de excitație

Vectorul tensiune statorică poate să fie exprimat în referențialul de excitație astfel:

$v_s^e = v_s^s e^{-j\omega t}$ $e^{-j\omega t} = \cos(\omega t) - j\sin(\omega t)$	(4.35)
--	--------

Ca atare, tensiunea statorică se poate scrie în sistemul DQ :

$\begin{bmatrix} v_{DS}^e \\ v_{QS}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ \sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \end{bmatrix}$	(4.36)
--	--------

Ecuția mașinii în referențialul de excitație (sau fix) este exprimată ca:

$v_s^e = R_s i_s^e + (p + j\omega) \lambda_s^e$ $v_r^e = R_r i_r^e + (p + j\omega - j\omega_0) \lambda_r^e = R_r i_r^e + (p + j\omega) \lambda_r^e$ $\omega_r = \omega - \omega_0$ $\begin{bmatrix} \lambda_s^e \\ \lambda_r^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_r^e \\ i_s^e \end{bmatrix}$	(4.37)
---	--------

Ecuția de cuplu în acest nou referențial fix, sau de excitație este similar cu cuplul descris în referențialul legat de stator:

$T = \frac{P}{3} L_m (i_{Qs}^s i_{Dr}^s - i_{Ds}^s i_{Qr}^s)$	(4.34)
---	--------

În general, controlul riguros al cuplului este necesar pentru a realiza sisteme de propulsie cu performanțe ridicate în domeniul VE și VEH. Cuplul într-o mașină

electrică este rezultatul interacțiunii dintre câmpul din indusul ei și câmpul din statorul mașinii. Ca atare, câmpul magnetic trebuie menținut la o anumită valoare optimă, suficient de mare pentru a dezvolta cuplu mult, dar nici prea mare pentru a suprasatura circuitul magnetic al mașinii.

Ideal ar fi să se poată realiza controlul independent al curentului în înfășurarea inductoare (sau de excitație) și al curentului din indus. La o mașină de inducție, înfășurarea inductoare (sau de excitație) este statorul, iar indusul este rotorul. Curentul rotoric al mașinii nu rezultă direct de la o sursă externă de alimentare. Acesta rezultă din tensiunea electromotoare indusă în barele rotorice. Această tensiune la rândul ei, rezultă din diferența relativă dintre viteza câmpului învârtitor al statorului și viteza fizică a rotorului. Având în vedere faptul că rotorul nu este accesibil, doar curentul prin stator poate să fie controlat controlul vectorial al mașinii realizează practic controlul optimal al mașinii în orice regim tranzitoriu. Metoda este capabilă să desprindă controlul de câmp de controlul de cuplu. Cu alte cuvinte, controlul vectorial al mașinii de inducție emulează o mașină de curent continuu prin prisma a două aspecte:

1. Atât câmpul magnetic cât și cuplul dezvoltat de motor pot fi controlate independent;
2. Condițiile optime pentru producția de cuplu care rezultă din valoarea maximă a raportului cuplu-curent, apar atât în regimuri stabilizate cât și în regimuri tranzitorii.

Așa cum deja a fost menționat în capitolele anterioare, condițiile optimale de producere a cuplului sunt regăsite în mașini de curent continuu, datorită cuadraturii celor două câmpuri.

Pentru a emula controlul independent al câmpurilor din inductor (stator) și indus (rotor) la mașina de inducție se poate scrie pentru curentul din rotor:

$i_R^e = \frac{1}{L_r} (\lambda_R^e - L_m i_S^e)$	(4.35)
---	--------

Iar ecuația de cuplu va fi:

$T = \frac{P}{3R_r} \frac{L_m}{\tau_r} (i_{QS}^s \lambda_{DR}^s - i_{DS}^s \lambda_{QR}^s)$ $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$	(4.36)
--	--------

Unde τ_r este constanta de timp a rotorului.

Forma cuplului se poate rescrie având în vedere:

$\lambda_{QR}^e = 0$ $T = \frac{P}{3} L_m (i_{QS}^s i_{Dr}^s - i_{Ds}^s i_{Qr}^s)$	(4.37)
--	--------

Având în vedere faptul că tensiunea în rotor este zero:

$R_r i_R^e + (p + j\omega) \lambda_R^e = 0$	(4.38)
---	--------

Dacă înlocuim ec. (4.35) în (4.38) rezultă:

$p \lambda_R^e = \frac{1}{\tau_r} [L_m i_{DS}^e - (1 + j\omega \tau_r) \lambda_R^e]$	(4.39)
--	--------

Deci:

$p\lambda_{DR}^e = \frac{L_m}{\tau_r} i_{DS}^e - \frac{1}{\tau_r} \lambda_{DR}^e$	(4.40)
---	--------

Ecuția (4.40) indică faptul că fluxul λ_{DR}^e este produs de curentul i_{DR}^e . Schema bloc care descrie producerea de cuplu electromagnetic este ilustrată în fig. 4.10.

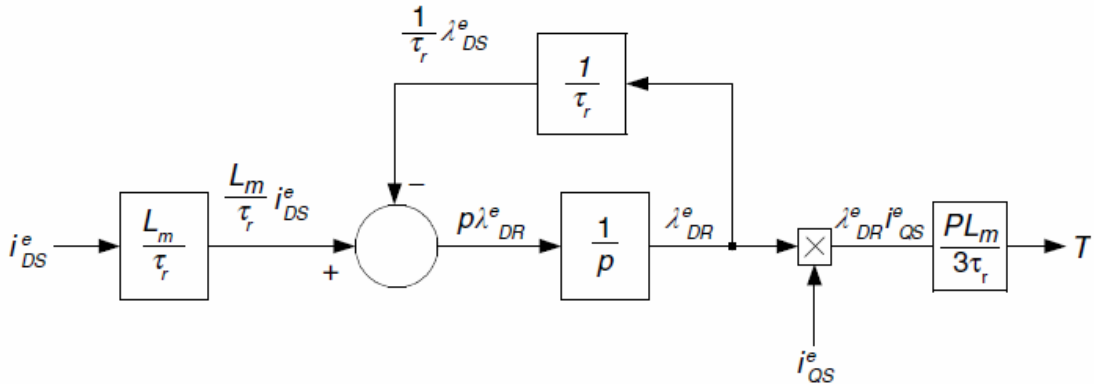


Fig. 4.10 Schema bloc a unui motor de inducție cu $\lambda_{QR}^e=0$

Așadar, dacă $\lambda_{QR}^e=0$ și $\lambda_{DR}^e=constant$, apoi ecuația (4.37) indică faptul că $i_{DR}^e=0$, deci rezultă că $i_R^e=ji_{QR}^e$. În același timp, $\lambda_R^e=\lambda_{DR}^e$. Ca atare, vectorii λ_R^e și i_R^e sunt ortogonali și reprezintă condiția optimă pentru producerea de cuplu motor la mașina de inducție asemenea mașinii de curent continuu. În regim staționar, mașina este lejer capabilă să dezvolte cuplul optim. Problema este la regimul tranzitoriu, unde este necesar de un control delicat pentru a atinge optimul producției de cuplu.

4.1.5 Aplicarea controlului vectorial

Așa cum s-a prezentat în capitolul anterior, principiul controlului vectorial definește condițiile optime de producere de cuplu. Ortogonalitatea câmpului din stator și rotor trebuie menținută în permanență. Această condiție este satisfăcută atunci când cuplul produs de mașină egalează cuplul de sarcină și viteza mașinii se stabilizează. În regim tranzitoriu, pentru a satisface condițiile controlului vectorial, e nevoie de tehnici speciale care să realizeze un algoritm echivalent al dispunerii fizice a câmpului statoric față de cel rotoric. Structura generală a diagramei bloc a sistemului de control vectorial este ilustrată în fig. 4.11.

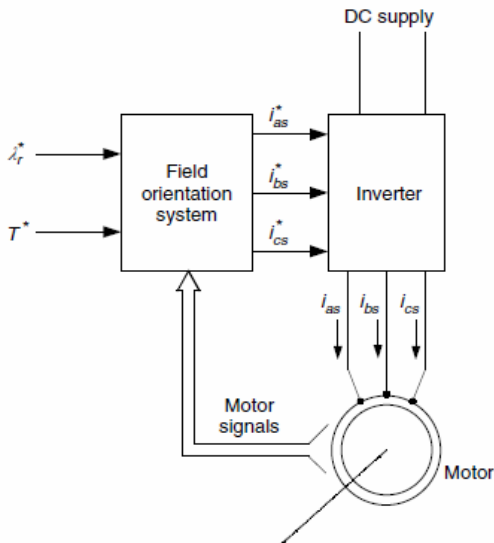


Fig. 4.11 Schema bloc a sistemului de control vectorial

Sistemul de control vectorial produce semnalele de referință de curenți trifazați i_{as}^* , i_{as}^* și i_{as}^* , aceștia fiind calculați din referințele de cuplu și flux rotoric, T și λ_r^* , respectiv o serie de semnale care sunt citite de la motor, cum ar fi curenții reali, viteza, etc. Un invertor electronic de putere alimentează motorul cu trei curenți care sunt imaginea identică a celor trei referințe mai devreme menționate.

Sistemul de control convertește prima dată λ_r^* și T în semnale de curent de referință i_{DS}^{e*} și i_{QS}^{e*} ai statorului iar din aceste semnale în referențialul DQ transformă în unități trifazate. Pentru această transformare se utilizează transformarea consacrată dq în abc . În acest caz, transformarea este una simplă, și anume scalară având în vedere faptul că elementele matricii de transformare sunt valori constante.

Din ec. (4.34) însă se poate vedea că transformarea dinamică implică timpul pentru determinarea i_{ds}^{s*} și i_{qs}^{s*} din i_{DS}^{e*} și i_{QS}^e . În fig. 4.9 nu este indicat care din vectori este utilizat ca și referință a transformatei adică cu care dintre vectori se aliniază sistemul DQ . Este clar faptul că oricare vector poate fi utilizat ca și referință a sursei de excitație în acest caz. De obicei, fluxul rotoric λ_r^s este cel utilizat ca și referință de aliniere. În acest caz, schema de control va se va numi cu orientare după fluxul rotoric, fiind ilustrată în fig. 4.12.

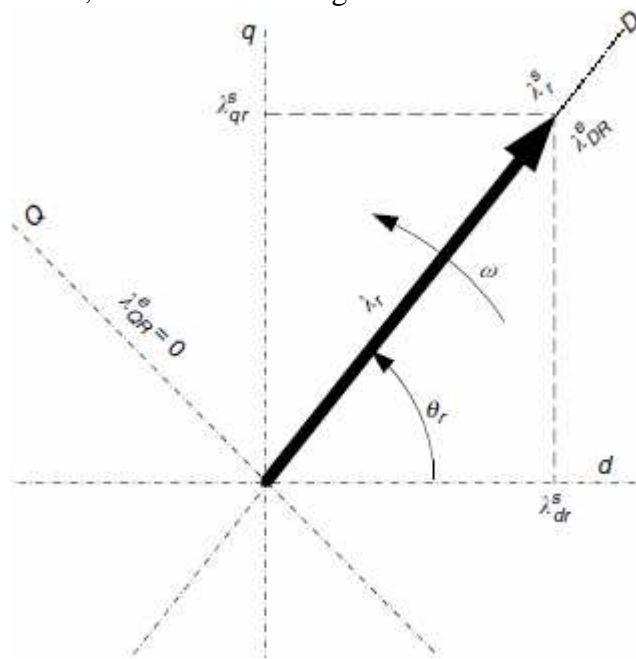


Fig. 4.12 Orientarea sistemului după fluxul rotoric

Dacă poziția unghiulară a fluxului rotoric în referențialul fixat pe stator este notată cu θ_r , transformarea DQ în dq este guvernata de următoarea ecuație:

$\begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{DS}^* \\ i_{QS}^* \end{bmatrix}$	(4.41)
---	--------

Se poate observa acum că această aliniere satisface condiția de orientare după câmp descrisă în ec. (4.37). Fluxul rotoric este controlat prin intermediul i_{DS}^e , independent de controlul cuplului care este realizat prin componenta i_{QS}^e . Strategia aceasta de control implică cunoașterea foarte precisă a unghiului θ_r , deci cu alte cuvinte a poziției λ_r^s . Acest unghi poate fi determinat prin măsurare sau estimare.

4.1.5.1 Schema de control direct orientat după fluxul rotoric

În schema de control vectorial amplitudinea și poziția unghiulară a fluxului rotoric pot să fie estimate din tensiunile statorice și curenți sau pot să fie măsurate. Pentru măsurare se utilizează preponderent senzori tip Hall. Amplasarea acestor senzori la nivelul întrefierului permit determinarea fluxului λ_m^s care este de fapt fluxul de înlănțuire dintre rotor și stator. Însă fluxul din întrefier este diferit de cel din rotor și făcând apel la schema echivalentă a mașinii (fig. 4.13), fluxul care apare la nivelul inductanței mutuale L_m este:

$\lambda_m^s = L_m i_m^s - L_m (i_s^s + i_r^s)$	(4.42)
---	--------

sau

$i_r^s = \frac{1}{L_m} \lambda_m^s - i_s^s$	(4.43)
---	--------

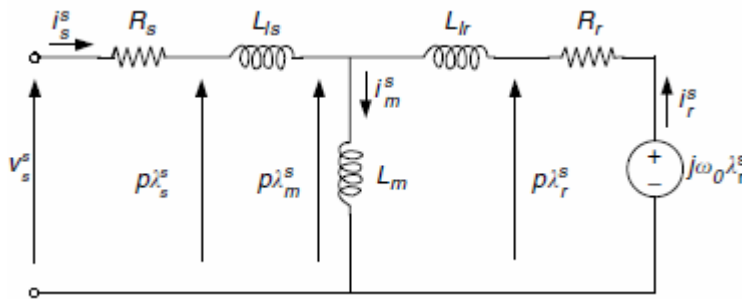


Fig. 4.13 Schema echivalenta a mașinii de inducție

Dar datorită faptului că λ_r^s este diferit de λ_m^s doar prin fluxul de scăpări din rotor, se poate scrie:

$\lambda_r^s = \lambda_m^s + L_{ls} i_r^s = \lambda_m^s + L_{ls} \left(\frac{1}{L_m} \lambda_m^s - i_s^s \right) = \left(\frac{L_r}{L_m} \lambda_m^s - L_{lr} i_s^s \right)$	(4.44)
--	--------

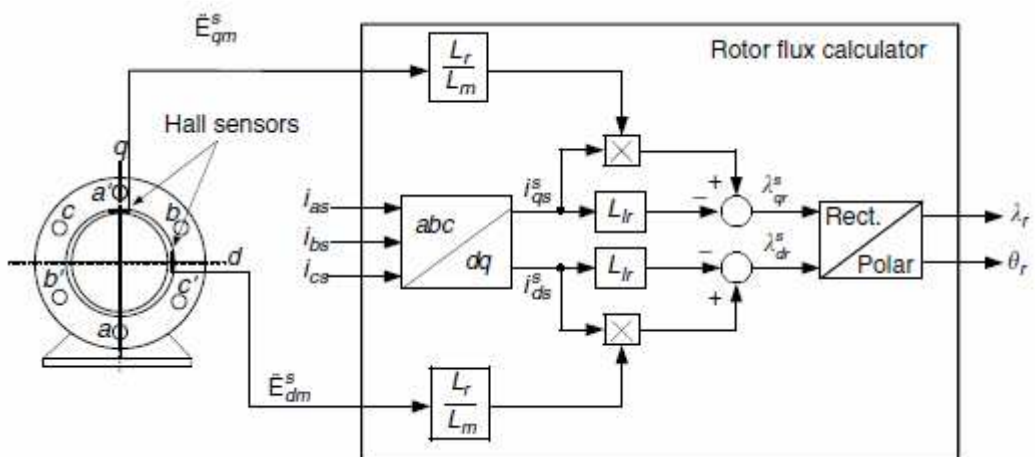


Fig. 4.14 Sistemul de determinare a fluxului rotoric și a poziției lui

În fig.4.14 este explicitat sistemul de determinare a fluxului rotoric și a poziției lui, iar calculele care sunt făcute pentru aceasta sunt:

1. Semnalele i_{ds}^s și i_{qs}^s sunt determinate din curenții reali mășurați în statorul mașinii utilizând transformata abc în dq
2. Utilizând ec. (4.44) sunt determinate semnalele λ_{dr}^s și λ_{qr}^s
3. Amplitudinea și unghiul fluxului rotoric sunt determinate prin transformare din coordonate rectangulare în coordonate polare.

Aceleași variabile pot fi folosite pentru determinarea cuplului dezvoltat de motor, principiu ilustrat în fig. 4.15.

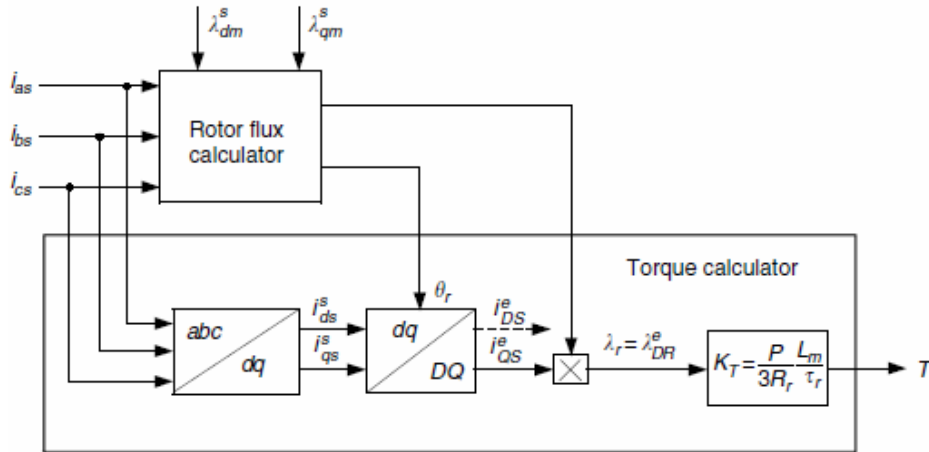


Fig. 4.15 Sistemul de calcul pentru cuplu

Pașii pe care unitatea de determinare a cuplului îi execută sunt:

1. Curenții trifazați sunt transformați în sistem dq
2. Având unghiul fluxului rotoric, curenții sunt trecuți din referențial dq în referențial DQ
3. Fluxul rotorului, fiind deja determinat, este multiplicat cu curențul pe axa Q și cu constanta de cuplu K_t pentru a calcula valoarea de cuplu pe care mașina o dezvoltă.

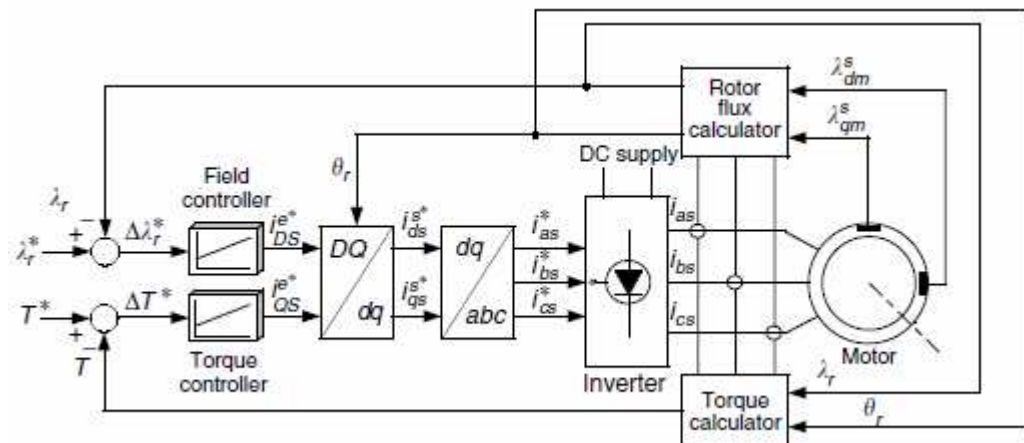


Fig. 4.16 Control vectorial direct orientat după fluxul rotoric

În fig. 4.16 este ilustrată schema completă a sistemului de control vectorial direct orientat după fluxul rotoric. Sistemul se bazează pe utilizarea reguletoarelor proporționale intergratoare (PI) pentru calculul componentelor de curent corespunzătoare controlului de flux rotoric și de cuplu. Aceste componente sunt apoi

transformate din sistem DQ în sistem dq , utilizându-se unghiul fluxului rotor. Folosind o a doua transformare inversă, din sistem dq se trece în sistem abc , pentru a determina referințele celor trei curenți sinusoidali. Acestea sunt referințe pentru convertorul electronic de putere, prin a cărei comutație, la bornele mașinii se vor impune trei tensiuni trifazate în așa fel încât să se obțină curenții doriți.

4.1.5.2 Schema de control indirect orientat după fluxul rotor

Prezența senzorilor Hall în schema de control vectorial prezintă o serie de vulnerabilități nedorite ale sistemului, slăbind astfel fiabilitatea lui, pe de o parte iar pe de altă parte, costurile senzorilor sunt considerabile. O altă abordare este reprezentată de determinarea fluxului rotor și al poziției lui, indirect, din calcule efectuate pe baza vitezei unghiulare a rotorului ω_r . Pentru aceasta este nevoie de un senzor de viteză atașat pe axul mașinii.

Dacă viteza de sincronism, necesară menținerii ortogonalității dintre vectorii λ_R^e și i_R^e în condițiile de operare normală a mașinii se notează cu ω^* atunci θ_r poate fi exprimat astfel:

$$\theta_r = \int_0^t \omega^* dt = \int_0^t \omega_r^* dt + \int_0^t \omega_o^* dt = \int_0^t \omega_r^* dt + \theta_o \quad (4.45)$$

unde ω^* , ω_r^* și ω_o sunt viteza sincronă, viteza câmpului învârtitor din rotor și viteza rotorului, iar θ_o este poziția reală a rotorului, determinată utilizând senzorul de pe axul mașinii.

Valoarea vitezei câmpului învârtitor din rotor ω_r^* poate fi calculată din ec. (4.35) unde admitem că $\lambda_R^e = \lambda_{DR}^e$.

$$i_R^e = \frac{1}{L_r} (\lambda_{DR}^e - L_m i_S^e) \quad (4.46)$$

Dacă realizăm substituția (4.46) în (4.38) vom avea partea reală și partea imaginară astfel:

$$\begin{aligned} \lambda_{DR}^e &= (1 + \tau_r p) = L_m i_{DS}^e \\ \omega_r \tau_r \lambda_{DR}^e &= L_m i_{QS}^e \end{aligned} \quad (4.47)$$

Așadar, dacă înlocuim ω_r , λ_{DR}^e , și i_{QS}^e cu valorile referință (notate cu *) ω_r^* , λ_{DR}^* , și i_{QS}^* , ec. (4.47) se va transforma în:

$$\omega_r^* = \frac{L_m i_{QS}^{e*}}{\tau_r \lambda_r^*} \quad (4.48)$$

Acum, dacă în ec. (4.47) înlocuim λ_{DR}^e , și i_{DS}^e cu λ_r^* , și i_{DR}^* rezultă:

$$i_{DR}^{e*} = \frac{(1 + \tau_r p)}{L_m} \lambda_r^* \quad (4.49)$$

Componenta de curent referință pentru cuplu poate fi determinată acum astfel:

$$i_{QS}^{e*} = \frac{T^*}{Kt \lambda_r^*} \quad (4.49)$$

Schema de control vectorial al motorului de inducție bazat pe determinarea indirectă a fluxului rotor este ilustrată în fig. 4.17. Fluxul rotor și cuplul dezvoltat

sunt controlate în buclă închisă, ca atare, fiabilitatea sistemului depinde mult de precizia cu care se cunosc parametrii mașinii.

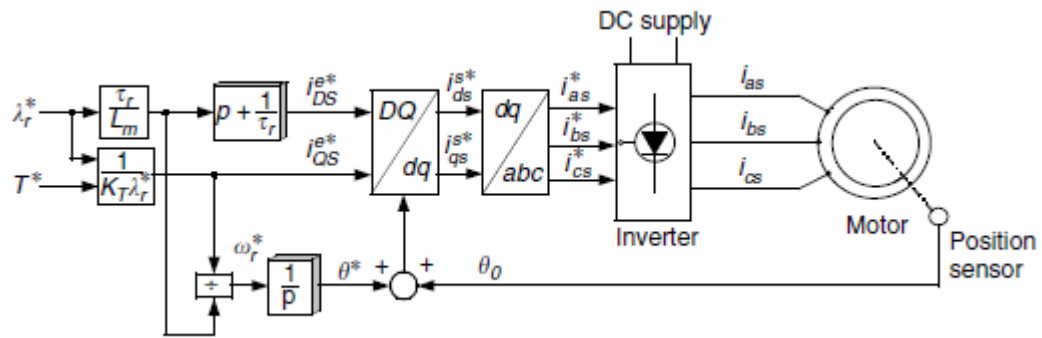


Fig. 4.17 Schema de control vectorial indirect pentru mașina de inducție

Practic metoda de control vectorial este o extensie a controlului scalar, unde precizia de control este mai mare respectiv, cele două mărimi, cuplul și fluxul rotoric sunt controlate independent.

4.1.6 Invertoare electronice pentru control vectorial

Convertoarele electronice care sunt utilizate pentru control vectorial cu mașini de inducție au structura ilustrată în fig. 4.18.

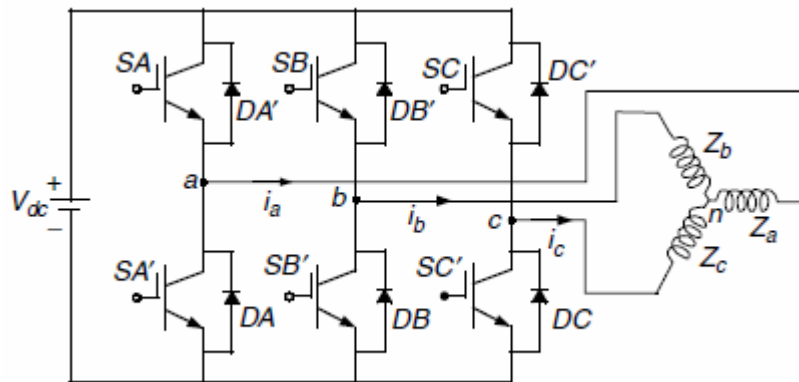


Fig. 4.18 Topologia de convertor electronic trifazat

Din punct de vedere structural, este compus din șase tranzistoare de putere cu diodele aferente. Fiecare două tranzistoare reprezintă câte un braț, aferent câte unei faze ale mașinii. Niciodată nu are voie ca tranzistoarele de pe același braț să fie în conducție. Asta ar însemna scurtcircuit al sursei de alimentare cu tensiune continuă. Ca atare, fiecare braț are doar două combinații posibile de stări ale tranzistoarelor. În total, doar opt stări distincte ale tranzistoarelor sunt permise pentru tot circuitul de putere care include cele șase semiconductoare. Deci se pot defini variabile de stare ale fiecărei faze asemenea ec. (4.50).

$a = \begin{cases} 0 & \text{dacă } SA \text{ nu conduce si } SA' \text{ conduce} \\ 1 & \text{dacă } SA \text{ conduce si } SA' \text{ nu conduce} \end{cases}$ $b = \begin{cases} 0 & \text{dacă } SB \text{ nu conduce si } SB' \text{ conduce} \\ 1 & \text{dacă } SB \text{ conduce si } SB' \text{ nu conduce} \end{cases}$ $c = \begin{cases} 0 & \text{dacă } SC \text{ nu conduce si } SC' \text{ conduce} \\ 1 & \text{dacă } SC \text{ conduce si } SC' \text{ nu conduce} \end{cases}$	(4.50)
--	--------

Ca atare, valoarea instantanee a tensiunii de linie va putea fi definită funcție de tensiunea de alimentare a inverterului, V_{dc} , în felul următor:

$v_{ab} = V_{dc} (a - b)$ $v_{bc} = V_{dc} (b - c)$ $v_{ca} = V_{dc} (c - a)$	(4.51)
---	--------

Într-un sistem echilibrat și simetric tensiunea de fază poate este guvernată de următoarele ecuații, derivate din tensiunile de linie:

$v_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca})$ $v_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab})$ $v_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc})$	(4.52)
--	--------

Din seturile anterioare de ecuații rezultă că tensiunea de fază ale mașinii vor fi:

$v_a = \frac{V_{dc}}{3}(2a - b - c)$ $v_b = \frac{V_{dc}}{3}(2b - c - a)$ $v_c = \frac{V_{dc}}{3}(2c - a - b)$	(4.53)
--	--------

Urmărind ec. (4.51) se poate afirma faptul că, tensiunea de linie poate avea doar trei valori, anume $-V_{dc}$, 0 și V_{dc} . Pe de altă parte, din ec. (4.53) rezultă că tensiunile de fază pot lua următoarele valori: $(-2/3)V_{dc}$, $(-1/3)V_{dc}$, 0 , $(1/3)V_{dc}$ și $(2/3)V_{dc}$. Cele opt stări ale convertorului amintite anterior pot fi numărate de la 0 la 7 reprezentând echivalentul binar (adică abc_2) al stării în baza zece. De exemplu, dacă $a=1$, $b=0$ și $c=1$, atunci $abc_2=101_2=5_{10}$ deci spunem că inverterul se află în starea 5. Considerând tensiunea V_{dc} de alimentare ca reper de bază, în starea 5, de exemplu, tensiunile de linie în per-unit sunt $v_{ab}=1$, $v_{bc}=-1$, $v_{ca}=0$ iar cele de fază $v_a=1/3$, $v_b=-2/3$, și $v_c=1/3$.

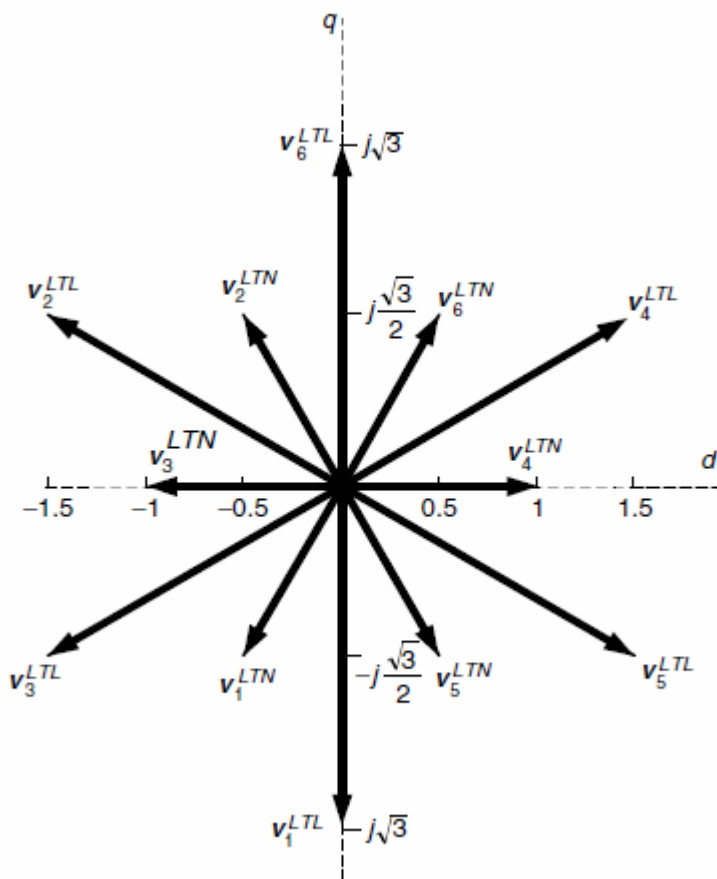


Fig. 4.19 Dispoziția vectorilor spațiali pentru fiecare stare

Dacă se realizează trecerea din sistem abc în sistem dq tensiunile de ieșire pot fi reprezentate ca vectori spațiali, fiecare vector corespunzând la câte o stare a invertoarelor. Diagrama vectorilor spațiali a tensiunilor de linie (marcate cu LTL) și a celor de fază (marcate cu LTN) sunt ilustrate în fig. 4.19.

4.1.6.1 Controlul în tensiune al invertoarelor electronice

Există implementate un număr mare metode de modulare a tensiunii (PWM) implementate actualmente pe invertoare electronice. Cea mai modernă strategie este bazată pe conceptul vectorilor spațiali ai tensiunii, ilustrați în fig. 4.19. Combinația acestei tehnici cu controlul vectorial este o soluție lucrativă în domeniul mașinilor de curent alternativ.

Pentru o mașină de inducție conectată în stea, curenții de sarcină sunt generați de tensiunile de fază ale invertoarelor. Ca atare, funcționarea motorului este controlată prin intermediul tensiunilor de fază ale invertoarelor.

Vectorii spațiali ai tensiunii de fază sunt ilustrați în fig. 4.20, împreună cu un vector aleatoriu v^* care trebuie reprodus de invertoare la un moment dat. Pe figură se pot distinge cele șase stări distincte ale vectorilor spațiali, corespunzând stărilor 1-6 respectiv, stările 0 și 7 se regăsesc ambele în centrul cercului. Este foarte limpede faptul că invertoarele sunt capabile să reproducă doar cele șapte stări amintite. Așadar, valoarea lui v^* este mai mult o valoare medie decât una instantanee. Valoarea medie se referă la o medie calculată pe o perioadă de comutație, sau de eșantionare, interval

care, în practică constituie o mică fracțiune dintr-un ciclu complet al frecvenței de comutație. Intervalul de eșantionare, la mijlocul căruia se regăsește vectorul v^* este marcat în ilustrație printr-o zonă hașurată.

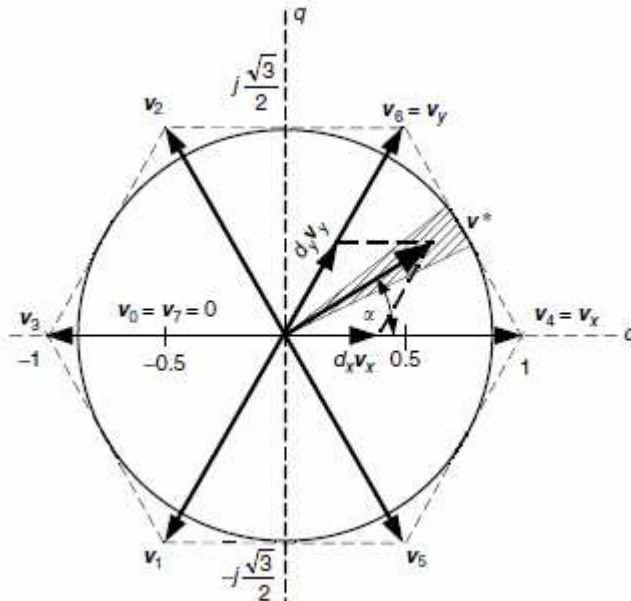


Fig. 4.20 Vectorii spațiali ai tensiunii de fază

Vectorii spațiali, după cum se poate vedea și în ilustrație, împart ciclul complet în șase sectoare a câte 60° fiecare. Vectorul dorit, v^* este localizat într-un anumit sector și el poate fi sintetizat ca fiind combinația liniară dintre cei doi vectori adiacenți v_x și v_y respectiv cei doi vectori spațiali din origine:

$v^* = d_x v_x + d_y v_y + d_z v_z$	(4.54)
-------------------------------------	--------

În ec. (4.54) v_z este zero pentru ca el corespunde vectorului spațial din origine, deci doar cele două componente x și y vor defini vectorul v^* . De exemplu, vectorul referință este localizat în sectorul în care $v_x = v_4$ și $v_y = v_6$, deci el poate fi produs prin succesiunea corectă în timp stărilor 4, 6, 7 și 0 ale invertorului.

Raportul ciclic al stării este definit ca raportul dintre durata de timp activă a stării și perioada unui interval de comutație. Așadar:

$d_x + d_y + d_z = 1$	(4.55)
-----------------------	--------

Se poate observa faptul că locul geometric al vectorilor spațiali este un hexagon. Pentru a elimina armonicile de ordin inferior ale tensiunii, care rezultă din forma non-circulară a locului geometric al vectorilor spațiali, în practică se pretează apropierea cât mai spre forma cercului a acestui spațiu. Ca atare, amplitudinea maximă a tensiunii poate să fie:

$V_{\max} = \sqrt{3}/2 \cdot V_{DC}$	(4.56)
--------------------------------------	--------

Iar forma lui v^* se poate scrie funcție de indexul de modulare M , între 0 și 1, unghiul α care reprezintă poziția vectorului în sector raportat la vectorul v_x :

$v^* = M V_{\max} e^{j\alpha} = d_x v_4 + d_y v_6 + d_z v_z$	(4.57)
--	--------

Urmărind fig. 4.20 se pot scrie următoarele:

$v_x = v_4 = 1 + j0 \text{ p.u.}$	(4.58)
$v_y = v_6 = 1/2 + j\sqrt{3}/2 \text{ p.u.}$	
$v_z = 0$	

În aceste condiții se poate rescrie forma ec. (4.54) astfel:

$\frac{\sqrt{3}}{2} M \cos(\alpha) = d_x + \frac{1}{2} d_y$ <p style="text-align: center;"><i>si</i></p> $\frac{\sqrt{3}}{2} M \sin(\alpha) = \frac{\sqrt{3}}{2} d_y$	(4.59)
---	--------

Ca atare, valorile d_x și d_y pot fi exprimate astfel:

$d_x = M \sin(60 - \alpha)$ $d_y = M \sin(\alpha)$ $d_z = 1 - d_x - d_y$	(4.60)
--	--------

Aceeași strategie de calcul este valabilă pentru orice vector aflat în oricare din cele șase sectoare.

4.1.6.2 Controlul în curent al invertoare electronice

Din moment ce curentul invertoarelor este impus defapt de sarcina motorului, controlul în buclă deschisă nu este o soluție fezabilă fiind necesară reacția senzorilor de curent. Există o varietate de strategii de control în acest aspect. Metoda cea mai simplă este controlul bazat pe praguri de histereză, sau în literatura străină se numește metoda “bang-bang”.

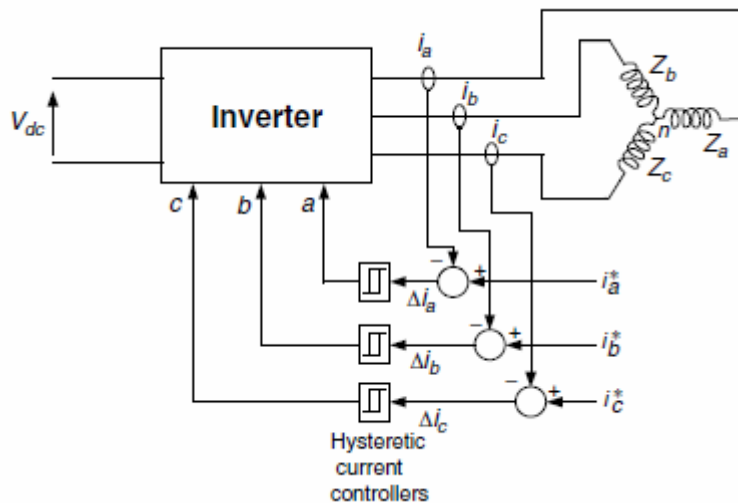


Fig. 4.20 Diagrama bloc a controlului de curent

Diagrama bloc a schemei de control de curent este ilustrată în fig. 4.20. Curenții de ieșire din inverter sunt sesizați de senzori și comparați cu valorile de referință. Eroarea dintre cele două semnale este aplicată unei unități de control cu histereză care generează semnalele de comandă pentru inverter.

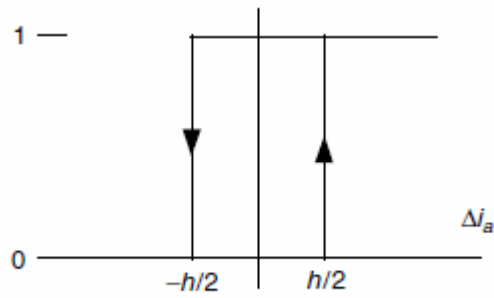


Fig. 4.21 Caracteristica unității de control cu histereză

Caracteristica unității de control cu histereză este ilustrată în fig. 4.21. Lățimea buclei, notată cu h , reprezintă toleranța unității. Dacă eroarea de curent este mai mare decât $h/2$ înseamnă că în mașină curentul real este mai mic decât valoarea dorită, și se da semnal de alimentare a fazei. O dată alimentată faza, curentul implicit începe să crească. Evident, dacă eroarea este mai mică decât $-h/2$ unitatea de control va da semnal de oprire a alimentării fazei, întrucât curentul este prea mare și alimentarea cu tensiune trebuie întreruptă.

În mod similar lucrează fiecare comparator de pe fiecare fază a mașinii.

Cu cât lățimea buclei este mai mică, cu atât toleranța unității de control este mai mică și cu atât frecvența de comutație crește.