

MAȘINA ASINCRONĂ

5.1. CONSTRUCȚIA MAȘINILOR ASINCRONE. GENERALITĂȚI

Mașina asincronă este cel mai des folosită în acționările industriale în regim de funcționare ca motor datorită simplității construcției și fiabilității mari în exploatare.

Prima variantă constructivă de mașină asincronă este atribuită lui Galileo Ferraris care a realizat în anul 1885 un motor asincron bifazat cu rotorul din cupru masiv. În anul 1890 Dolivo Dobrowolski realizează primele motoare asincrone, capabile să fie folosite în acționări industriale și a căror construcție, în principiu, este asemănătoare cu a motoarelor fabricate în prezent.

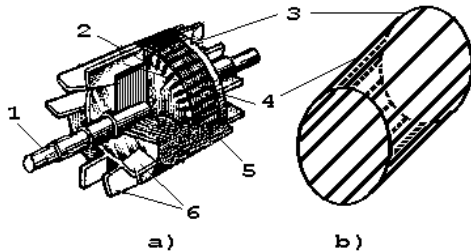


Fig. 5.1. Rotor în scurtcircuit și colivie rotorică.

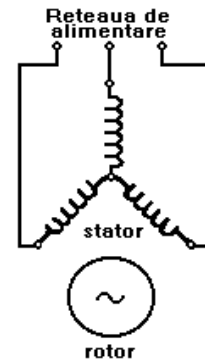


Fig. 5.2. Schema motorului cu rotorul în scurtcircuit.

Mașina asincronă se compune dintr-un stator prevăzut cu o înfășurare monofazată sau polifazată și un rotor realizat în două variante constructive: bobinat și cu înfășurare în scurtcircuit sub formă de colivie simplă sau multiplă. În figura 5.1 se prezintă un rotor în scurtcircuit, secționat (a) și înfășurarea în colivie (b) iar în figura 5.2 este dată reprezentarea simbolică a motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit.

Principalele elemente componente ale rotorului în colivie sunt:

- 1 - ax;
- 2 - creștături rotorice;

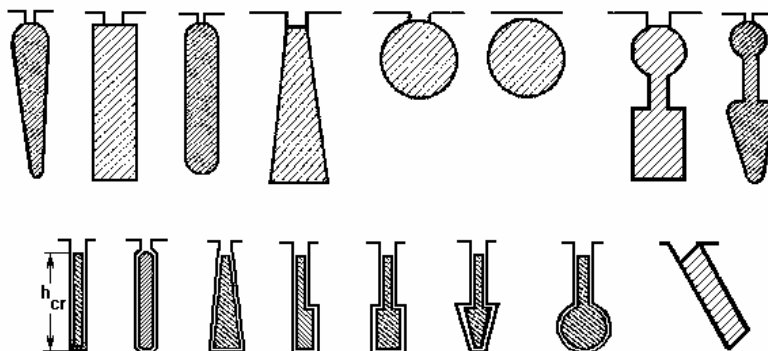


Fig. 5.3. Forme crastături rotorice.

- 3 - inele de scurtcircuitare;
- 4 - bare cu rol de conductoare active;
- 5 - miezul feromagnetic;
- 6 - aripioare pentru ventilație prinse de inelele de scurtcircuitare.

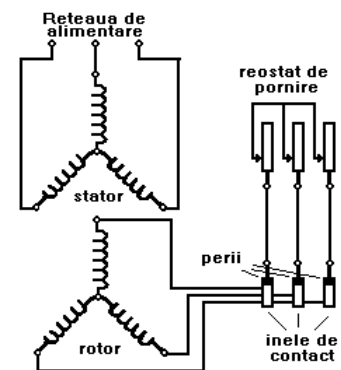


Fig. 5.4. Schema de principiu a motorului cu rotor bobinat.

Barele sunt realizate din cupru sau aluminiu turnat sub presiune în creștături de diverse forme conform figurii 5.3.

Creștături cu profile asemănătoare se folosesc și la rotoarele de construcție specială (cu dublă colivie și cu bare înalte).

Motorul asincron cu rotor bobinat, a cărui schemă de principiu este dată în figura 5.4, are atât statorul cât și rotorul prevăzut cu câte o înfășurare polifazată, în mod obișnuit înfășurare trifazată. Condiția obligatorie pentru realizarea conversiei electromecanice a energiei este egalitatea numărului de poli la cele două înfășurări. Accesul la rotor se face prin intermediul inelelor de contact confecționate din bronz, la care sunt legate capetele înfășurării pe care calcă trei perii din grafit și la care se leagă un reostat de pornire ce urmează să fie scurtcircuitat când rotorul ajunge la viteza de regim.

În figura 5.5 sunt prezentate două secțiuni longitudinale în motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit (a) și rotorul bobinat (b).

Elementele comune pentru cele două secțiuni au fost numerotate cu aceleași numere. Principalele părți componente din cele două secțiuni sunt:

- 1 – ax;
- 2 – scuturi cu lagăre;
- 3 – înfășurarea statorului;
- 4 – carcasa;
- 5 – miezul feromagnetic al statorului;
- 6 – inel de ridicare;
- 7 – miezul feromagnetic;
- 8 – înfășurarea rotorică;
- 9 – perii;
- 10 – inele.

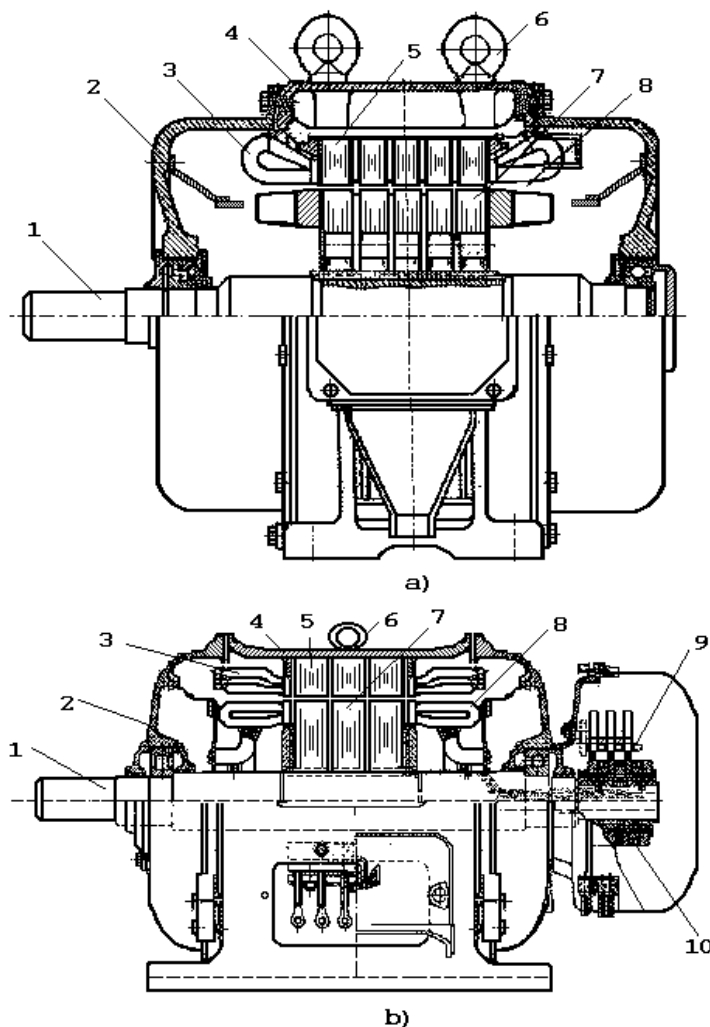


Fig. 5.5. Secțiune transversală printr-un:
a)- motor cu rotorul în scurtcircuit;
b) – motor cu rotorul bobinat.

În afara elementelor constructive principale, mașina asincronă are, funcție de destinație, de sistemul de răcire, de tipul și forma constructivă, de putere și tensiune, o serie de elemente constructive și accesorii necesare unei bune funcționări. Chiar în cele două figuri se pot observa canale de ventilație radiale (statorul și rotorul au circuitul feromagnetic realizat din pachete de tole) și axiale precum și ansamblul plăcilor de borne. Sistemul de ventilație este în strânsă legătură cu tipul de protecție al motorului iar soluția adoptată este impusă în primul rând de puterea motorului. Sistemul de ventilație axial, inclus în tipul de ventilație interioară, se aplică la motoare asincrone cu puteri de câteva sute de kW și este prezentat schematic în figura 5.6. Principalele părți componente sunt:

- 1 – ax;
- 2 – lagăr;
- 3 – scut;
- 4 - orificiu de evacuare a aerului;
- 5 - miez stator;
- 6 - înfășurare stator;
- 7 – colivie rotor;
- 8 - inele de scurtcircuitare;
- 9 - fereastră de admisie;
- 10 - fereastră de evacuare.

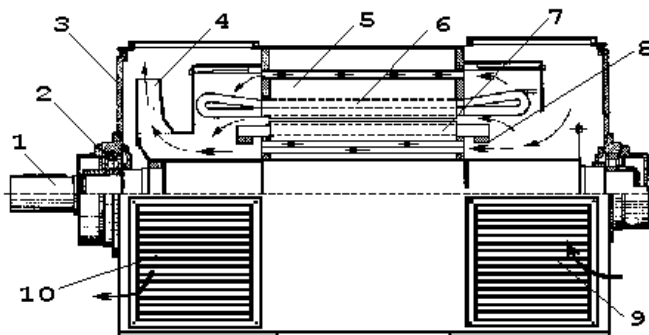


Fig. 5.6. Secțiune printr-un motor cu ventilație axială unilaterală.

Aerul intră prin partea opusă acționării și se ramifică pe trei căi: canale stator, întrefier, canale rotor. La puteri mari se folosesc și schimbătoare de căldură.

5.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL MOTORULUI ASINCRON

Pentru a explica principiul de funcționare al mașinii asincrone se utilizează o secțiune transversală prezentată în figura 5.7, în care sunt puse în evidență principalele părți componente ale mașinii asincrone. Pentru

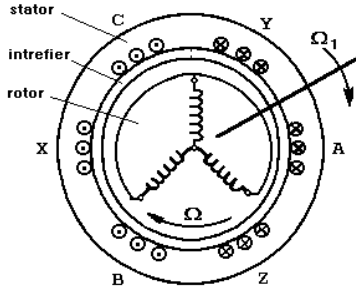


Fig. 5.7. Explicație la principiul de funcționare.

simplificare se consideră atât statorul cât și rotorul prevăzute cu înfășurări trifazate. Se face precizarea că la regimul normal de funcționare al motorului asincron, chiar dacă rotorul este bobinat, înfășurarea acestuia este pusă în scurtcircuit. Dacă se alimentează înfășurarea statorică de la o rețea trifazată simetrică, aceasta va fi parcursă de un sistem trifazat de curenți de pulsație ω_1 și va produce un câmp magnetic învârtitor ce se rotește în întrefier cu viteza unghiulară Ω_1 , numită *viteză de sincronism*.

Liniile câmpului învârtitor întretaie conductoarele înfășurării rotorice și induc tensiuni electromotoare care dau naștere unui sistem simetric trifazat de curenți, înfășurarea rotorică fiind închisă în scurtcircuit. Prin interacțiunea dintre curenții din înfășurarea rotorică și câmpul magnetic învârtitor, se dezvoltă un cuplu electromagnetic ce acționează asupra rotorului care începe să se rotească în sensul câmpului învârtitor, iar viteza unghiulară Ω a acestuia se stabilește la o valoare inferioară (dar apropiată) față de viteza de sincronism.

Câmpul magnetic învârtitor va avea față de rotor viteza relativă:

$$\Omega_2 = \Omega_1 - \Omega . \quad (5.1)$$

Se definește ca mărime caracteristică pentru mașina asincronă, *alunecarea*, prin raportul dintre viteza relativă și viteza de sincronism:

$$\frac{\Omega_2}{\Omega_1} = s \rightarrow s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} = \frac{n_1 - n}{n_1} . \quad (5.2)$$

Câmpul magnetic învârtitor induce în înfășurările rotorice un sistem trifazat simetric de tensiuni cu pulsația $\omega_2 = s\omega_1$. Înfășurările rotorice fiind conectate în scurtcircuit sau închise pe un reostat vor fi parcurse de curenți ce au aceeași pulsație ω_2 . În această situație, alunecarea se poate defini prin relația:

$$s = \frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{f_2}{f_1} , \quad (5.3)$$

rezultând pentru frecvența curenților rotorici expresia:

$$f_2 = s f_1 . \quad (5.4)$$

Înfășurarea rotorică va da naștere unui câmp magnetic învârtitor ce se rotește față de rotor cu viteza Ω_2 , iar față de stator cu viteza Ω_1 , rezultată prin sumarea vitezei electrice a câmpului învârtitor creat de rotor cu viteza mecanică a rotorului conform relației:

$$\Omega_2 + \Omega = \Omega_1 - \Omega + \Omega = \Omega_1 , \quad (5.5)$$

încât în întrefierul mașinii asincrone va exista în permanență un câmp rezultat ce se rotește cu viteza sincronă Ω_1 , obținut prin sumarea câmpurilor date de cele două înfășurări ale statorului și rotorului.

Dacă se consideră fluxul corespunzător câmpului magnetic rezultat, în cele două înfășurări se vor induce tensiuni electromotoare a căror valoare efectivă este:

$$\begin{aligned} E_1 &= 4,44 \cdot K_{w1} \cdot W_1 \cdot f_1 \cdot \Phi ; \\ E_{2s} &= 4,44 \cdot K_{w2} \cdot W_2 \cdot f_2 \cdot \Phi . \end{aligned} \quad (5.6)$$

Tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorică aflată în mișcare se mai numește și tensiune de alunecare, iar când rotorul este în repaus, tensiunea se numește transformatorică prin analogie cu transformatorul clasic:

$$E_{2s} = 4,44 \cdot K_{w2} \cdot W_2 \cdot s \cdot f_1 \cdot \Phi = s E_2 . \quad (5.7)$$

Se definește un raport de transformare (ca la transformatoare) ca raportul dintre cele două tensiuni electromotoare când rotorul este în repaus:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{4,44 \cdot K_{w1} \cdot W_1 \cdot f_1 \cdot \Phi}{4,44 \cdot K_{w2} \cdot W_2 \cdot f_1 \cdot \Phi} = \frac{K_{w1} \cdot W_1}{K_{w2} \cdot W_2} . \quad (5.8)$$

În literatura de specialitate [18] se face analogie între rotorul cu înfășurarea tip colivie și rotorul bobinat. Dacă se consideră că înfășurarea tip colivie are q_2 bare, atunci în barele coliviei se induc tensiuni electromotoare a căror valori efective sunt egale, dar între două tensiuni succesive există un unghi de defazaj egal cu $2\pi/q_2$:

$$\begin{aligned} e_{2b1} &= E_{2b} \sqrt{2} \cos \omega_2 t ; \\ e_{2b2} &= E_{2b} \sqrt{2} \cos \left(\omega_2 t - \frac{2\pi}{q_2} \cdot p \right) ; \\ & \dots\dots\dots \\ e_{2bk} &= E_{2b} \sqrt{2} \cos \left[\omega_2 t - (k-1) \frac{2\pi}{q_2} \cdot p \right] . \end{aligned} \quad (5.9)$$

În aceste relații, valoarea efectivă a tensiunii electromotoare indusă în fiecare bară este funcție de valoarea maximă a fluxului pe pol (relația 5.10) care depinde la rândul ei de mărimile: l_i - lungimea ideală a mașinii (de calcul), τ - pasul polar, B_{1m} - amplitudinea maximă a inducției:

$$E_{2b} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} f_2 \Phi_m ; \quad \Phi_m = \frac{2}{\pi} l_i \tau B_{1m} , \quad (5.10)$$

iar pulsația rotorică ω_2 are expresia:

$$\omega_2 = p(\Omega_1 - \Omega) = 2\pi f_2 . \quad (5.11)$$

Deoarece sistemul de tensiuni electromotoare induse în bare este simetric polifazat, atunci se consideră că numărul de faze din rotor este egal cu numărul de bare:

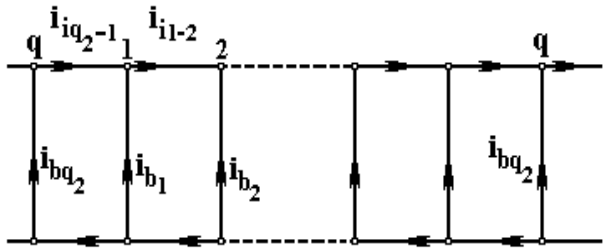
$$m_2 = q_2 , \quad (5.12)$$

iar curenții ce parcurg barele scurtcircuitate prin inele:

$$\begin{aligned} i_{b1} &= I_b \sqrt{2} \cos(\omega_2 t - \gamma_2) ; \\ i_{b2} &= I_b \sqrt{2} \cos\left(\omega_2 t - \gamma_2 - \frac{2\pi}{q_2} \cdot p\right) ; \\ & \dots\dots\dots \\ i_{bk} &= I_b \sqrt{2} \cos\left[\omega_2 t - \gamma_2 - (k-1) \frac{2\pi}{q_2} \cdot p\right] , \end{aligned} \quad (5.13)$$

formează tot un sistem polifazat simetric. Cu γ_2 s-a notat unghiul de defazaj dintre tensiunea electromotoare dintr-o bară și curentul ce parcurge bara respectivă. Pe un inel de scurtcircuitare se marchează nodurile 1, 2,q care împart inelul în segmente inelare. Pentru a stabili legătura dintre curenții prin bare și curenții pe segmentele inelare se aplică teorema I-a a lui Kirchhoff în nodurile coliviei. Pentru nodul 1 rezultă relația:

$$I_{b1} = I_{i(1-2)} - I_{i(q_2-1)} , \quad (5.14)$$



din care se stabilește valoarea curentului pe segmentul inelar cuprins între nodurile 1 și 2:

$$I_{i(1-2)} = I_{i(q_2-1)} - I_{b1} . \quad (5.15)$$

Segmentele inelare se succed simetric încât sistemul de curenți prin segmentele inelare formează un sistem q_2 -simetric și echilibrat.

Unda învârtitoare a densității liniare a solenației rotorică [18] produsă de cele două sisteme de curenți se rotește cu viteza unghiulară Ω_2 , în sensul succesiunii curenților din bare care corespunde cu sensul câmpului învârtitor statoric și are amplitudinea:

$$A_b = \frac{I_b \cdot \sqrt{2} \cdot q_2}{2\pi R} . \quad (5.16)$$

Dacă se consideră că rotorul ar fi bobinat cu o înfășurare care produce o undă învârtitoare, amplitudinea densității liniare se poate calcula cu ușurință din amplitudinea maximă a solenației trifazate:

$$A_{inf} = \frac{m_2 W_2 K_{w2} I_2 \cdot \sqrt{2}}{\pi R} , \quad (5.17)$$

de aceeași valoare cu cea produsă de înfășurarea în colivie, din egalitatea celor două relații rezultând:

$$\frac{I_b \sqrt{2} q_2}{2\pi\pi} = \frac{m_2 W_2 I_2 \cdot \sqrt{2}}{\pi R} . \quad (5.18)$$

$$I_b = I_2 ; \quad q_2 = m_2 ; \quad W_2 = \frac{1}{2} . \quad (5.19)$$

Se trage concluzia că înfășurarea în colivie este echivalentă cu o înfășurare bobinată la care numărul de faze m_2 este egal cu numărul de bare q_2 , curentul prin fiecare bară I_b este egal cu valoarea curentului pe fiecare circuit de fază iar numărul de spire pe fază (se consideră coeficientul total de bobinaj egal cu unitatea) este egal cu 0,5.

Alunecarea poate fi determinată prin metode experimentale (metoda tahometrului, metoda stroboscopică, metoda ampermetrului) și prin măsurători directe cu aparatură electronică (tahometru calculator) care permite furnizarea datelor prin afișare în diverse moduri: viteză ciclică, frecvență, alunecare exprimată procentual.

Cu ajutorul tahometrului se măsoară viteza reală la arborele mașinii și pe baza relației de definiție se calculează alunecarea. Metoda este afectată de erori influențate de precizia aparatului și de modul concret de măsurare.

Metoda stroboscopică se bazează pe inerția senzitivă a ochiului care nu poate recepta imagini mobile cu viteze ridicate, tehnică folosită și la filmul de desen animat. Pentru măsurarea alunecării se folosesc surse luminoase fără inerție (de exemplu o lampă cu neon) a cărei iluminare urmărește perfect valoarea instantanee a tensiunii de alimentare a mașinii de curent alternativ. În această situație, maximele luminoase apar cu o frecvență dublă față de frecvența tensiunii de alimentare. Lampa luminează un disc montat pe arborele mașinii și pe care s-au marcat un număr de sectoare albe și negre egal cu numărul de poli ai înfășurării statorice. Pentru exemplificare se consideră o mașină cu patru poli. Situațiile concrete întâlnite sunt redată în figura 5.8.

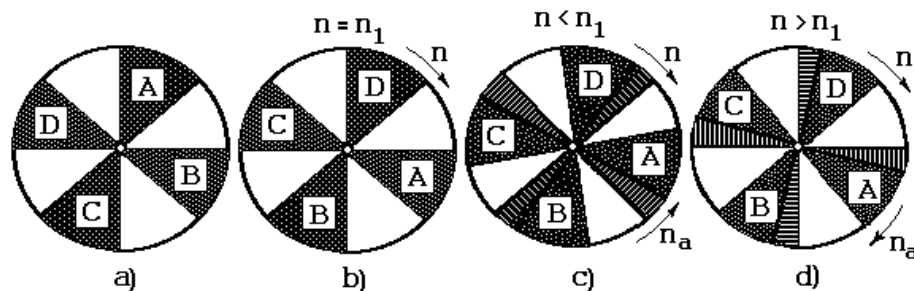


Fig. 5.8. Situațiile întâlnite la măsurarea vitezei prin metoda stroboscopică.

Pe un disc montat pe arborele mașinii s-au marcat patru sectoare negre (A, B, C, D) și patru sectoare albe (Fig. 5.8 -a). Dacă rotorul are viteza mecanică n , egală cu viteza sincronă a câmpului învârtitor, atunci între două iluminări maxime succesive corespunzătoare unei jumătăți de perioadă, în timp ce lampa se stinge, fiecare sector parcurge câte 180° electrice, în cazul de față 90° geometrice (Fig. 5.8 -b) și ia locul sectorului următor de aceeași culoare (sectorul A trece în locul sectorului B, sectorul B în locul sectorului C ș.a.m.d.), provocând pentru ochi o imagine virtuală care crează senzația că discul stă pe loc (iluminarea maximă a lămpii întâlnește sectoarele de culoare albă respectiv neagră în aceleași locuri). Când viteza de rotație este mai mică decât viteza de sincronism (Fig. 5.8 -c) sectoarele parcurg într-o semiperioadă un unghi mai mic de $180^\circ/p$ geometrice, egal cu $(1-s)180^\circ/p$. Sectoarele apar deplasate în acest timp în urmă cu unghiul $s180^\circ/p$ grade geometrice. Dacă N este numărul sectoarelor ce trec prin fața unui reper în timpul t , atunci viteza aparentă n_a a discului este de semn contrar vitezei reale n și este dată de relația:

$$\frac{\pi/p \cdot N}{t} = \frac{\pi}{p} \cdot s / \frac{1}{2f}, \quad (5.20)$$

din care se calculează alunecarea:

$$s = \frac{N}{2 \cdot f \cdot t}. \quad (5.21)$$

Dacă rotorul se rotește cu o viteză n mai mare decât viteza de sincronism (Fig. 5.8 -d), printr-un raționament similar se deduce că viteza aparentă n_a are același sens de rotație cu viteza reală n și este satisfăcută egalitatea:

$$\frac{\pi \cdot N}{t} = \frac{\pi \cdot s}{\frac{1}{2f}}, \quad (5.22)$$

din care se calculează alunecarea ca în cazul anterior:

$$s = \frac{N}{2 \cdot f \cdot t}. \quad (5.23)$$

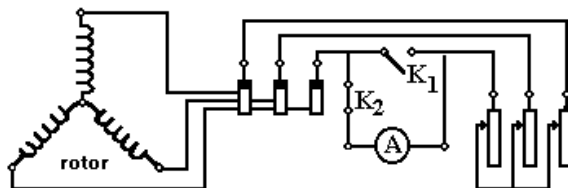


Fig. 5.9. Schema de determinare a alunecării prin metoda ampermetrului.

Metoda ampermetrului se bazează pe măsurarea frecvenței f_2 a curentului din rotor și poate fi aplicată numai la motoarele cu rotor bobinat conform schemei din figura 5.9.

Pentru a evita deteriorarea ampermetrului, la pornire este închis întrerupătorul K_1 și deschis întrerupătorul K_2 iar când rotorul a ajuns la viteza de regim, poziția întrerupătoarelor se inversează. Din cauza valorii scăzute a frecvenței din rotor acul ampermetrului montat în circuitul rotorului va oscila în tactul ei.

Dacă ampermetrul este de tip electromagnetic, la fiecare perioadă acul va efectua două oscilații, iar dacă ampermetrul este magneoelectric cu zero la începutul scalei, acesta va oscila o singură dată într-o perioadă. Se cronometrează N oscilații complete în timpul t și se determină alunecarea cu ajutorul relației:

$$s = \frac{N}{2 \cdot f \cdot t}, \quad (5.24)$$

pentru ampermetre electromagnetice și respectiv:

$$s = \frac{N}{f \cdot t}, \quad (5.25)$$

pentru ampermetre magneoelectrice.

Metodele stroboscopică și a ampermetrului dau rezultate bune la alunecări mici.

5.3. ECUAȚIILE DE TENSIUNI ȘI CURENȚI, SCHEMA ECHIVALENTĂ ȘI DIAGRAMA FAZORIALĂ LA FUNCȚIONAREA MAȘINII ASINCRONE IDEALE ÎN REGIM STAȚIONAR

Se consideră pentru început mașina asincronă ideală [32] la care, spre deosebire de mașina reală, se fac următoarele precizări ca și în capitolul (4.4):

- suprafețele statorului și rotorului care delimitează întrefierul se consideră netede, deci se neglijează influența crestăturilor asupra repartiției inducției din întrefier;
- permeabilitatea magnetică a circuitelor feromagnetice din stator și rotor se consideră infinită în raport cu permeabilitatea aerului;
- curentul electric de la periferia armăturilor se consideră uniform distribuit ca un strat foarte subțire (pânză de curent), valoarea curentului pe unitatea de lungime reprezentând încărcarea liniară;
- influența părților frontale a înfășurărilor se neglijează considerând lungimea axială foarte mare, fapt ce permite a considera câmpul magnetic bidimensional;
- la reprezentarea mașinii cilindrice în plan, proprietățile câmpurilor rămân neschimbate.

Pentru a stabili ecuațiile de funcționare se consideră o mașină asincronă trifazată simetrică, alimentată la stator de la o sursă trifazată de frecvență f_1 . Înfășurarea rotorică se consideră trifazată și conectată pe o rezistență exterioară a cărei valoare se include în rezistența circuitului de fază.

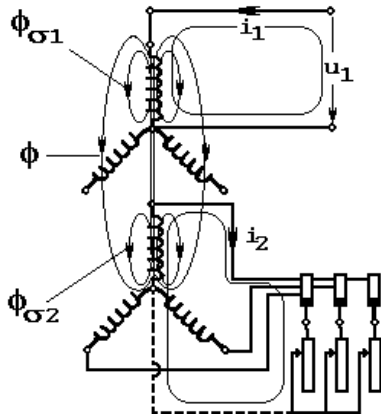


Fig. 5.10. Schema de principiu a mașinii asincrone, necesară la deducerea ecuațiilor.

Dacă rotorul are viteza unghiulară Ω , curenții ce parcurg înfășurările rotorului vor avea frecvența f_2 .

Schema electrică de principiu a mașinii asincrone cu rotor bobinat necesară pentru deducerea ecuațiilor motorului asincron este dată în figura 5.10.

Se definesc fluxurile de dispersie corespunzătoare înfășurărilor celor două circuite de fază de pe stator și rotor prin relațiile:

$$\Psi_{\sigma 1} = L_{\sigma 1} \cdot i_1; \quad \Psi_{\sigma 2} = L_{\sigma 2} \cdot i_2, \quad (5.26)$$

și tensiunile electromotoare induse în înfășurările respective:

$$e_{\sigma 1} = - \frac{d\Psi_{\sigma 1}}{dt} = - L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt};$$

$$e_{\sigma 2} = - \frac{d\Psi_{\sigma 2}}{dt} = - L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt}, \quad (5.27)$$

astfel încât se pot scrie ecuațiile de tensiuni pentru circuitele marcate (la rotor circuitul este fictiv) pentru contururile închise în figura 5.10:

$$u_1 + e_1 + e_{\sigma 1} = R_1 i_1;$$

$$e_{2s} + e_{\sigma 2} = R_2 i_2, \quad (5.28)$$

în care s-au notat cu R_1 și R_2 rezistențele celor două înfășurări.

Dacă tensiunea, curentul și fluxul variază sinusoidal în timp, ecuațiile (5.28) se pot scrie în complex simplificat:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = - \underline{E}_1 + R_1 \underline{I}_1 + j\omega_1 L_{\sigma 1} \underline{I}_1 \\ \underline{E}_{2s} = R_2 \underline{I}_2 + j(s\omega_1) L_{\sigma 2} \underline{I}_2 \end{cases} \quad (5.29)$$

Se grupează avantajos termenii pentru a pune în evidență impedanțele celor două circuite de fază, iar termenii din ecuația de tensiuni de la rotor se împart prin alunecarea s și se obțin relațiile:

$$\underline{U}_1 = - \underline{E}_1 + (R_1 + jX_{\sigma 1}) \underline{I}_1. \quad (5.30)$$

$$\underline{E}_2 = \left(\frac{R_2}{s} + jX_{\sigma 2} \right) \underline{I}_2. \quad (5.31)$$

Rezultă în final, pentru stator și rotor, ecuațiile de tensiuni scrise sub forma:

$$\underline{U}_1 = - \underline{E}_1 + \underline{Z}_1 \underline{I}_1. \quad (5.32)$$

$$\underline{E}_2 = \underline{Z}_{2s} \underline{I}_2. \quad (5.33)$$

În ecuația corespunzătoare înfășurării primare se pot neglija căderile de tensiune și rezultă cu aproximație egalitatea între modulul tensiunii de alimentare U_1 și al tensiunii electromotoare E_1 induse în înfășurarea statorică:

$$U_1 = 4.44 W_1 K_{w1} f_1 \Phi_m = \text{const.}, \quad (5.34)$$

încât solenația rezultantă la funcționarea în sarcină trebuie să rămână constantă pentru a menține aceeași stare de magnetizare ca și la mersul în gol.

Câmpul învârtitor statoric și cel de reacție rotoric (rotindu-se cu aceeași viteză egală cu viteza de sincronism), se compun în orice moment astfel încât valoarea câmpului magnetic rezultat este egală cu cea de la mersul în gol. Dacă se consideră fundamentalele undelor tensiunilor magnetice din între-fier, relația între tensiunile magnetice poate fi scrisă în complex simplificat sub forma:

$$\underline{V}_1 + \underline{V}_2 = \underline{V}_{10}. \quad (5.35)$$

Întrucât solenațiile nu sunt afectate de starea de saturație a circuitului magnetic al mașinii și dacă se consideră cu aproximație că valoarea curentului de magnetizare (dacă se neglijează pierderile active de putere la funcționarea în gol) este egală cu valoarea curentului absorbit la funcționarea la gol, se poate scrie relația:

$$m_1 W_1 K_{w1} I_1 + m_2 W_2 K_{w2} I_2 = m_1 W_1 K_{w1} I_{10}. \quad (5.36)$$

Dacă se împart termenii acestei ecuații prin coeficientul curentului I_{10} și se fac notațiile:

$$K_{12} = \frac{m_1 K_{w1} w_1}{m_2 K_{w2} w_2}; \quad I'_2 = -\frac{I_2}{K_{12}}, \quad (5.37)$$

atunci pentru mașina asincronă se poate scrie o relație între curenți:

$$I_1 + \frac{I_2}{m_1 \cdot K_{w1} \cdot W_1} = I_1 - I'_2 = I_{10}. \quad (5.38)$$

$$m_2 \cdot K_{w2} \cdot W_2$$

Se face precizarea că relația între curenți are un caracter fictiv deoarece se compun mărimi cu frecvențe diferite în timp ce ecuația solenațiilor (5.34), din care provine relația între curenți, are justificare fizică.

Relația între curenți se adaugă la cele două ecuații de tensiuni (5.30) și (5.31), caracterizând integral mașina asincronă:

$$\begin{cases} U_1 = -E_1 + Z_1 I_1; \\ E_2 = Z_{2s} \cdot I_2; \\ I_1 - I'_2 = I_{10}. \end{cases} \quad (5.39)$$

Diagrama fazorială de tensiuni a mașinii asincrone corespunzătoare ecuațiilor definite de sistemul (5.39), în situația în care se neglijează pierderile în fier, este dată în figura 5.11. Schema echivalentă din figura 5.12 -a) s-a construit pentru situația în care se neglijează pierderile în fier și pierderile prin efect electrocaloric în înfășurarea primară la mersul în gol.

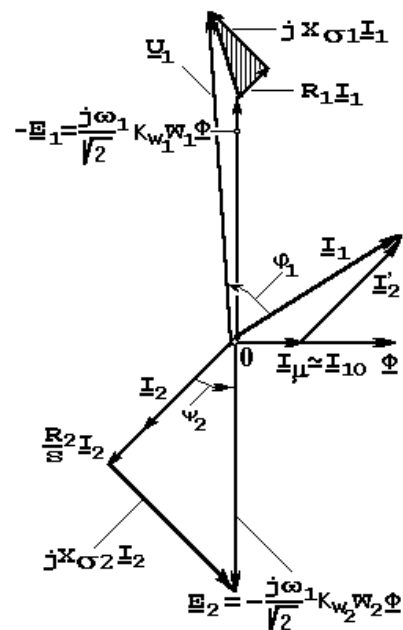


Fig. 5.11. Diagrama fazorială a mașinii asincrone ($p_{10} = 0$).

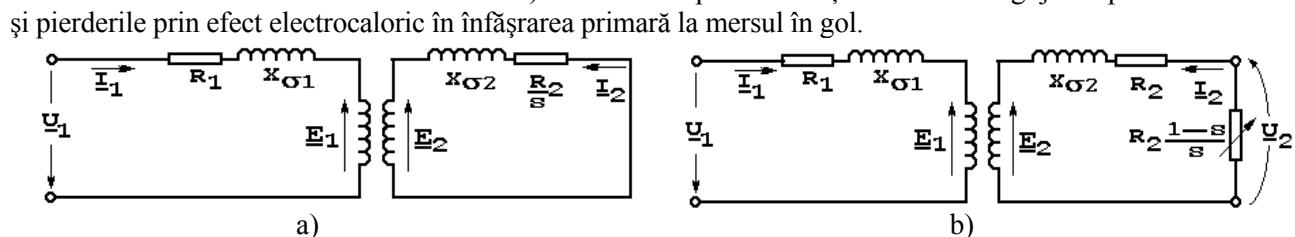


Fig. 5.12. Schema echivalentă a mașinii asincrone când se neglijează pierderile la gol ($p_{10} = 0$)

Termenul R_2/s poate fi pus sub forma:

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2 \frac{1-s}{s},$$

încât schema echivalentă corespunzătoare este reprezentată în figura 5.12 -b). În această schemă s-a pus în evidență căderea de tensiune U_2 pe rezistența variabilă.

5.4. ECUAȚIILE DE TENSIUNI ȘI CURENȚI, SCHEMA ECHIVALENTĂ ȘI DIAGRAMA FAZORIALĂ LA MAȘINA ASINCRONĂ CU MĂRIMILE ROTORULUI RAPORTATE LA STATOR

Pentru a ușura studiul mașinii asincrone se recurge la raportarea parametrilor înfășurării rotorului la înfășurarea statorului, prin analogie cu transformatorul, cu precizarea că numărul de faze al înfășurării statorice

poate fi diferit de numărul de faze al înfășurării rotorice. Pentru ca rotorul real să fie echivalent cu rotorul raportat trebuie îndeplinite următoarele condiții:

1. Egalitate între pierderile de putere activă în înfășurarea rotorului real și în înfășurarea rotorului raportat:

$$m_2 R_2 I_2^2 = m_1 R'_2 (I'_2)^2 \quad (5.40)$$

2. Pierderile de putere reactivă datorate fluxului de dispersie să fie egale:

$$m_2 X_{\sigma 2} I_2^2 = m_1 X'_{\sigma 2} (I'_2)^2 \quad (5.41)$$

3. Solenația raportată să fie egală și de semn contrar cu cea reală. Din această condiție s-a stabilit modalitatea de raportare a curentului din rotor conform relației (5.37).

Cu ajutorul relațiilor (5.37), (5.40), (5.41) se determină modul de raportare a rezistenței și reactanței, respectiv a impedanței:

$$R'_2 = \frac{m_2}{m_1} K_{I2}^2 R_2; \quad X'_{\sigma 2} = \frac{m_2}{m_1} K_{I2}^2 X_{\sigma 2}; \quad Z'_2 = \frac{m_2}{m_1} K_{I2}^2 Z_2 \quad (5.42)$$

Pentru raportarea t.e.m. E_2 se are în vedere că înfășurarea rotorică raportată are același număr de spire cu înfășurarea statorică și același flux fascicular util, astfel încât este respectată relația:

$$\underline{E}_1 = -j \frac{\omega_1}{\sqrt{2}} K_w 1 W_1 \underline{\Phi} = \underline{E}'_2 \quad (5.43)$$

Dacă se ține cont de relația (5.8) atunci tensiunea rotorică raportată se determină cu relația:

$$E'_2 = \frac{K_{w1} \cdot W_1}{K_{w2} \cdot W_2} \cdot E_2 \quad (5.44)$$

În această situație, sistemul de ecuații (5.39) poate fi scris în mărimi raportate sub forma:

$$\begin{cases} \underline{U}_1 = -\underline{E}_1 + \underline{Z}_1 I_1 \\ \underline{E}'_2 = \underline{Z}'_2 I'_2 \\ I_1 - I'_2 = I_{10} \end{cases} \quad (5.45)$$

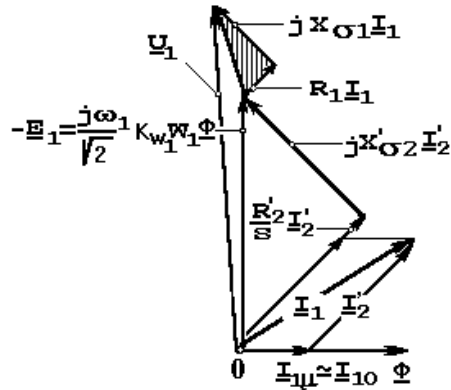


Fig. 5.13. Diagrama de fazori a mașinii asincrone cu parametri rotorului raportați.

În figura 5.13 este indicată diagrama de fazori a mașinii asincrone cu parametri rotorului raportați la înfășurarea statorică.

Schema echivalentă a mașinii asincrone cu parametri rotorului raportați la stator este prezentată în figura 5.14.

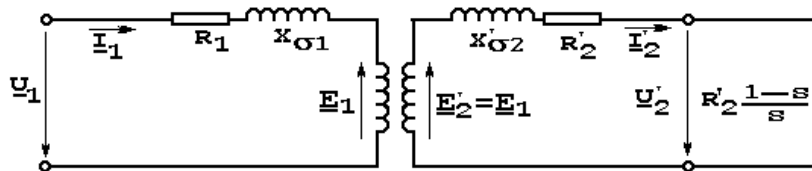


Fig. 5.14. Schema echivalentă a mașinii asincrone cu parametri rotorului raportați la stator.

În baza relației (4.103) se atribuie t.e.m. E_1 semnificația de cădere de tensiune, luată cu semn schimbat, la bornele reactanței de magnetizare X_m :

$$\underline{E}_1 = -j \cdot \omega_1 \cdot L_{11} \cdot I_{1\mu} = -j X_m \cdot I_{1\mu} \quad (5.46)$$

schema echivalentă luând forma:

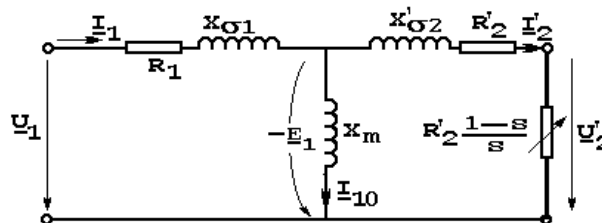


Fig. 5.15. Schema echivalentă a mașinii asincrone cu legături galvanice între circuitul statorului și al rotorului.

5.5. ECUAȚIILE DE TENSIUNI ȘI CURENȚI, SCHEMA ECHIVALENTĂ ȘI DIAGRAMA FAZORIALĂ LA MAȘINA ASINCRONĂ CÂND SUNT CONSIDERATE PIERDERILE ÎN FIER

La funcționarea mașinii asincrone în gol ideal ($s = 0$) s-a putut considera curentul absorbit din rețea egal cu valoarea curentului de magnetizare.

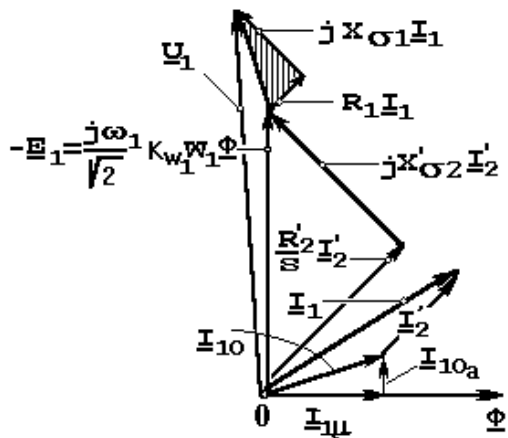


Fig. 5.16. Diagrama de fazori a mașinii asincrone, când se ține cont de pierderile în fier.

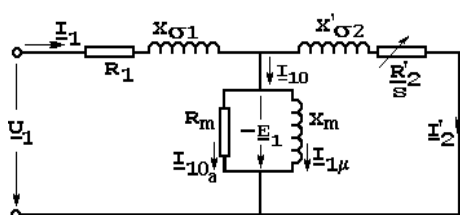


Fig. 5.17. Schema echivalentă a mașinii asincrone când nu se neglijează p_{10} .

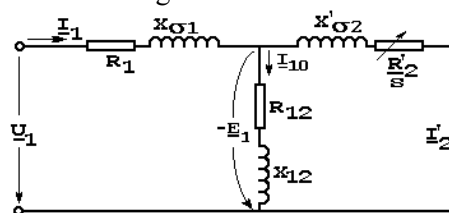


Fig. 5.18. Schema echivalentă în T a mașinii asincrone.

Dacă rezistența R_m și reactanța X_m se înlocuiesc printr-o impedanță Z_{12} parcursă de curentul de mers în gol I_{10} , schema echivalentă are forma din figura 5.18.

Valoarea impedanței Z_{12} se calculează cu relația:

$$Z_{12} = \frac{jR_m X_m}{R_m + jX_m} = \frac{R_m X_m^2}{R_m^2 + X_m^2} + j \frac{R_m^2 X_m}{R_m^2 + X_m^2} = R_{12} + j X_{12},$$

iar sistemul de ecuații (5.45) poate fi pus sub forma:

$$\begin{cases} U_1 = -E_1 + Z_1 I_1 = Z_{12} I_{10} + Z_1 I_1 \\ E_2 = Z'_{2s} I'_2 = -Z_{12} I_{10} \\ I_1 - I'_2 = I_{10} = I_{10a} + I_{1\mu} \end{cases} \quad (5.47)$$

5.6. BILANȚUL PUTERILOR ȘI RANDAMENTUL MAȘINII ASINCRONE

Mașina asincronă poate funcționa stabil în trei regimuri:

1. **de motor** - mașina transformă puterea electrică absorbită de la rețea în putere mecanică furnizată la arbore unei mașini de lucru. Regimul de funcționare ca motor la mașina asincronă este cel mai utilizat în condiții normale.
2. **de generator** - mașina asincronă transformă puterea mecanică primită prin intermediul arborelui de la un motor de antrenare în putere electrică debitată în rețea.
3. **de frână electromagnetică** - mașina asincronă primește putere electrică de la rețeaua de alimentare și putere mecanică pe la arbore, pe care le transformă ireversibil în timp în căldură, dezvoltând un cuplu de frânare al mașinii de lucru.

Diagramele de bilanț energetic pentru toate regimurile de funcționare enumerate sunt prezentate în figura 5.19.

Puterile și pierderile menționate în diagramă au următoarele semnificații:

- $P_1 = U_1 I_1 \cos\varphi_1$ - puterea activă primită de la rețea pentru regimul de motor și frână electromagnetică;
- iar pentru regimul de generator, puterea P_1 reprezintă puterea mecanică primită de la motorul de antrenare;

În realitate, curentul de mers în gol are și o componentă activă corespunzătoare pierderilor în miezul feromagnetic al statorului. Dacă rotorul are viteza apropiată de viteza de sincronism (cazul cel mai frecvent de funcționare), pierderile în fierul rotorului se pot neglija datorită valorii foarte reduse a frecvenței de magnetizare din rotor comparativ cu frecvența tensiunii de alimentare.

Dacă se ține cont de expresia componentei active a curentului de mers în gol atunci pierderile în fierul armăturii statorice se pot echivala cu pierderile într-o rezistență R_m în paralel cu reactanța de magnetizare X_m :

$$I_{10a} = \frac{P_{Fe1}}{m_1 E_1}; \quad R_m = \frac{m_1 E_1^2}{P_{Fe1}}.$$

Diagrama fazorială corespunzătoare acestui caz este prezentată în figura 5.16, iar schema echivalentă pentru mașina asincronă în situația în care se ține cont de pierderile în fier în miezul statorului este prezentată în figura 5.17.

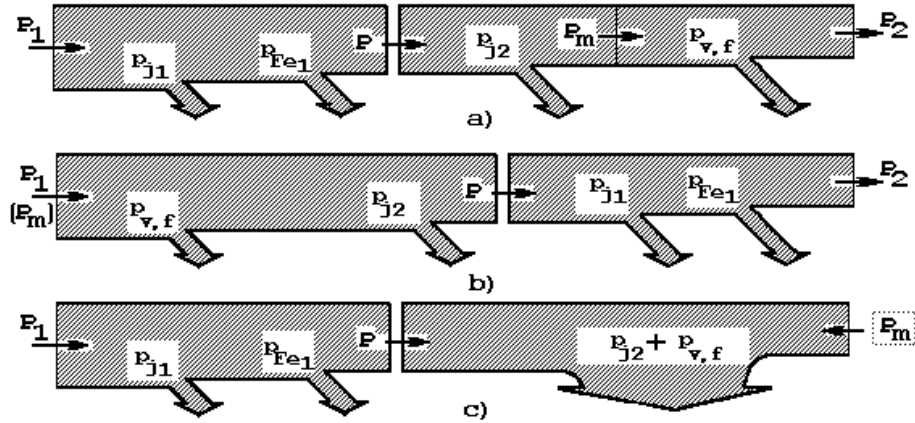


Fig. 5.19. Disgramele de bilanț energetic pentru regimurile de funcționare ale mașinii asincrone:
a) motor; b) generator; c) frână electromagnetică.

- $p_{j1} = m_1 R_1 I_1^2$ - pierderile de putere activă în înfășurarea statorului;
- $p_{Fe1} = R_m I_{10}^2$ - pierderile de putere activă în fierul statorului;
- $p_{j2} = m_2 R_2 I_2^2$ - pierderile de putere activă în înfășurarea rotorului;
- $p_{v,f}$ - pierderile prin ventilație și frecări;
- P - puterea electromagnetică transferată prin întrefier;
- P_m - puterea mecanică transferată de la mașina de lucru la mașina asincronă prin intermediul arborelui (la motor transferul este invers și este notat cu P_2).

În cazul motorului, expresia puterii electromagnetice deduse din diagrama de bilanț (Fig. 5.19 -a) se determină cu relația:

$$P = P_1 - p_{j1} - p_{Fe1} \quad (5.48)$$

iar puterea mecanică, în cazul în care se neglijează pierderile prin ventilație și frecări, este dată de relația:

$$P_m = P - p_{j2} \quad (5.49)$$

și va servi la determinarea cuplului electromagnetic.

Randamentul motorului asincron este dat de expresia generală:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - \Sigma p}{P_1} = \frac{m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1 - \Sigma p}{m_1 U_1 I_1 \cos \varphi_1} \quad (5.50)$$

în care s-a notat prin Σp suma pierderilor din motorul asincron.

5.7. DETERMINAREA CURENTULUI DIN ROTORUL MOTORULUI ASINCRON

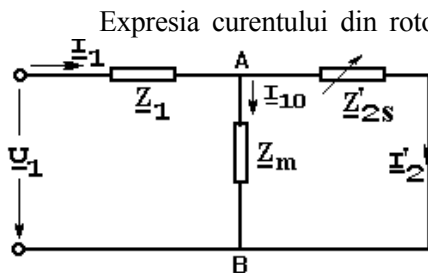


Fig. 5.20. Schema echivalentă în T.

Expresia curentului din rotorul motorului asincron se poate determina prin calcule simple folosind schema echivalentă în T a mașinii asincrone prezentată în figura 5.20.

În acest scop se exprimă mai întâi curentul rotoric în funcție de tensiunea între punctele A și B și apoi această tensiune se determină folosind ecuațiile de tensiuni, în mărimi raportate, pentru mașina asincronă conform relației:

$$I'_2 = \frac{U_{AB}}{Z'_{2s}} = \left[\frac{U_1 - Z_1 \frac{U_1}{Z_1 + \frac{Z_m Z'_{2s}}{Z_m + Z'_{2s}}}}{Z_1 + \frac{Z_m Z'_{2s}}{Z_m + Z'_{2s}}} \right] \cdot \frac{1}{Z'_{2s}} \quad (5.51)$$

Prin prelucrarea relației (5.51) se găsește expresia:

$$I'_2 = \frac{U_1 \cdot Z_m}{Z_1 Z_m + Z_1 Z'_{2s} + Z_m Z'_{2s}} \quad (5.52)$$

la care se împarte numărătorul și numitorul prin Z_m obținându-se:

$$I'_2 = \frac{U_1}{Z_1 + Z'_{2s} \cdot \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m} \right)} \quad (5.53)$$

În relația (5.53) se face notația:

$$\underline{C}_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_m}, \quad (5.54)$$

expresia finală a curentului din rotor fiind:

$$\underline{I}'_2 = \frac{U_1}{\underline{Z}_1 + \underline{C}_1 \underline{Z}'_{2s}}, \quad (5.55)$$

iar modulul acestuia este dat de relația:

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + C_1 \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{\sigma_1} + C_1 X'_{\sigma_2})^2}}. \quad (5.56)$$

5.8. CUPLUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII ASINCRONE

Pentru deducerea expresiei cuplului electromagnetic al mașinii asincrone se are în vedere relația (5.49) care poate fi pusă sub forma:

$$P - P_m = p_{j2}. \quad (5.57)$$

În această relație se exprimă puterea electromagnetică și puterea mecanică în funcție de cuplul electromagnetic și viteza unghiulară sincronă, respectiv viteza reală a rotorului:

$$P = M \Omega_1; \quad P_m = M \Omega, \quad (5.58)$$

obținându-se relația:

$$M(\Omega_1 - \Omega) = p_{j2}. \quad (5.59)$$

Dacă se ține cont de relația de definiție a alunecării (5.2) și se explicitază pierderile prin efect electrocaloric în înfășurarea rotorului, se obține expresia cuplului electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă:

$$M = \frac{1}{\Omega_1} \cdot \frac{P_{j2}}{s} = \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot I'^2_2. \quad (5.60)$$

Analizând această relație se ajunge la concluzia că valoarea cuplului electromagnetic este direct proporțională cu mărimea pierderilor prin efect electrocaloric în înfășurarea rotorului. În relația (5.60) se introduce modulul curentului din înfășurarea rotorului definit prin relația (5.56) și se obține expresia cuplului electromagnetic sub forma:

$$M = \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{R'_2}{s} \cdot \frac{U_1^2}{\left(R_1 + C_1 \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{\sigma_1} + C_1 X'_{\sigma_2})^2}. \quad (5.61)$$

Din analiza expresiei cuplului electromagnetic rezultă:

- Valoarea cuplului electromagnetic este direct proporțională cu pătratul tensiunii de alimentare dacă alunecarea și parametrii înfășurărilor sunt mărimi constante.
- În situația în care parametrii înfășurărilor sunt mărimi constante și se menține aceeași tensiune de alimentare, cuplul electromagnetic al mașinii asincrone devine o funcție de o singură variabilă independentă, alunecarea s .

Dacă se anulează derivata cuplului electromagnetic funcție de alunecare se determină **alunecarea critică**:

$$\frac{dM}{ds} = 0 \rightarrow s_{cr} = \pm \frac{C_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma_1} + C_1 X'_{\sigma_2})^2}}, \quad (5.62)$$

cu ajutorul căreia se calculează cele două extreme ale cuplului ce reprezintă cuplul critic:

$$M_{cr} = \pm \frac{m_1}{2C_1 \Omega_1} \cdot \frac{U_1^2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma_1} + C_1 X'_{\sigma_2})^2} \pm R_1}. \quad (5.63)$$

Caracteristica de funcționare a mașinii asincrone corespunzătoare mărimilor nominale (tensiune de alimentare, frecvență), obținută fără modificarea parametrilor înfășurărilor statorice și rotorice, se numește *caracteristică naturală*. În cazul în care se modifică una din mărimile menționate se obțin *caracteristici artificiale*.

În figura 5.21 sunt marcate cele trei domenii ale alunecării corespunzătoare regimurilor de funcționare ale mașinii asincrone (generator, motor, frână electromagnetică). Se precizează că valoarea cuplului critic este mai mare în regim de generator față de regimul de motor datorită semnului rezistenței înfășurării statorice R_1 . Întrucât rezistența statorului este relativ mică, în special la motoarele mari, poate fi neglijată iar valoarea cuplului critic pentru regimul de funcționare ca motor poate fi considerată egală cu cea de la generator.

Cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă poate fi exprimat și sub forma cuplului de la mașina de curent continuu.

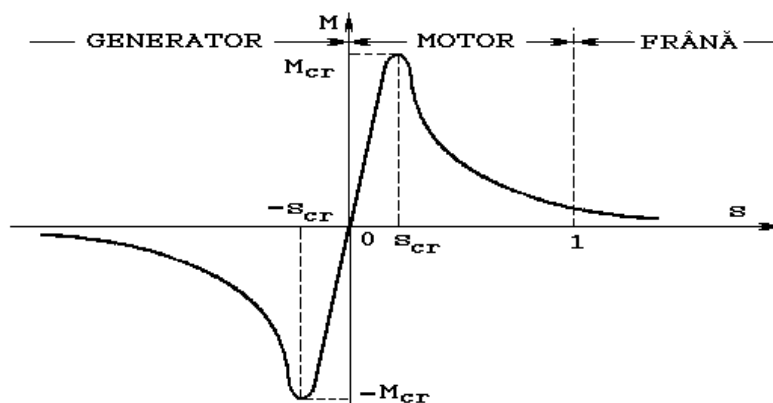


Fig. 5.21. Dependenta grafică a cuplului electromagnetic funcție de alunecare.

Conform diagramei fazoriale, prezentată în figura 5.11, se poate scrie următoarea relație în valori raportate:

$$\frac{R'_2 I'_2}{s} = E'_2 \cos \psi_2 . \quad (5.64)$$

În această situație, cuplul electromagnetic din relația (5.60) devine:

$$M = \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot \frac{R'_2 I'_2}{s} \cdot I'_2 = \frac{m_1}{\Omega_1} E'_2 \cdot I'_2 \cos \psi_2 , \quad (5.65)$$

iar prin înlocuirea lui E'_2 , ținând cont de relațiile (4.101) și (5.44) se obține forma finală pentru cuplul electromagnetic:

$$M = \frac{m_1}{\Omega_1} \cdot 4,44 \cdot K_{w1} \cdot W_1 \cdot f_1 \Phi I'_2 \cos \psi_2 . \quad (5.66)$$

Relația de mai sus poate fi simplificată dacă se grupează mărimile invariabile într-o constantă, obținându-se o formă a cuplului similară cu cea de la mașina de curent continuu:

$$M = K_M \cdot \Omega \cdot I'_{2a} . \quad (5.67)$$

Deoarece în cataloagele fabricilor constructoare de mașini electrice sunt date, ca mărimi de proiectare, rapoartele dintre cuplul electromagnetic la pornire și respectiv cuplul critic la cuplul nominal, este utilă stabilirea dependenței valorii curenților a cuplului electromagnetic funcție de alunecarea critică și cuplul critic precum și de valoarea curenților a alunecării.

În acest scop se calculează raportul:

$$\frac{M}{M_{cr}} = \frac{2 C_1 R'_2 [\pm R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + C_1 X'_{2\sigma})^2}]}{s [R_1^2 + (X_{\sigma 1} + C_1 X'_{2\sigma})^2] + \frac{C_1^2 R'^2_{2\sigma}}{s} + 2 C_1 R_1 R'_2} = \frac{2 [R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + C_1 X'_{2\sigma})^2}]}{s \frac{C_1 R'_2}{s_{cr}} + 2 R_1 + \frac{C_1 R'_2}{s}} , \quad (5.68)$$

în care se substituie egalitatea:

$$\frac{s_m}{C_1 R'_2} = \frac{1}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + C_1 X'_{2\sigma})^2}} , \quad (5.69)$$

și se obține în final relația:

$$\frac{M}{M_{cr}} = \frac{2(1 + \lambda_{s_{cr}})}{\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s_{cr}}{s} + 2\lambda_{s_{cr}}} ; \left(\lambda = \frac{R_1}{C_1 R'_2} \right) , \quad (5.70)$$

cunoscută și sub denumirea de *formula lui Kloss*.

Pentru studii calitative se neglijează valoarea rezistenței înfășurării statorului ($\lambda = 0$) și se obține o formulă mai simplă:

$$\frac{M}{M_{cr}} = \frac{2}{\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s_{cr}}{s}} . \quad (5.71)$$

Din această relație, prin aproximări ale alunecării în raport cu valoarea alunecării critice, se determină o dependență analitică între cuplu și alunecare mai ușor de interpretat. Pentru alunecări mult mai mici decât alunecarea critică se obține ecuația unei drepte:

$$M = \frac{2 M_{cr}}{s_{cr}} \cdot s , \quad (5.72)$$

iar pentru alunecări mult mai mari decât alunecarea critică, se obține ecuația unei hiperbole echilatre:

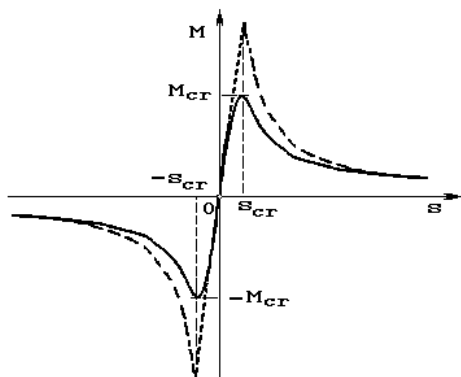


Fig. 5.22. Dependenta exactă și aproximativă a cuplului electromagnetic, funcție de alunecare.

Dependenta exactă și aproximativă a cuplului electromagnetic, funcție de alunecare:

$$s_v = \frac{\pm n_v - n}{\pm n_v} = \frac{\pm n_v - (1-s)n_1}{\pm n_v} = 1 \pm \mu(1-s)v; \quad (n_1 = v n_v), \quad (5.74)$$

iar frecvențele tensiunilor induse în înfășurarea rotorului de câmpurile învârtitoare de armonică v au expresia:

$$f_{2v} = s_v \cdot f_1 = [1 \pm \mu(1-s)v]f_1, \quad (5.75)$$

Curenții ce se stabilesc, în acest caz, în rotor vor produce câmpuri magnetice învârtitoare care au turația față de rotor:

$$\pm n_{2v} = \frac{f_{2v}}{p_v} = \frac{s_v \cdot f_1}{v \cdot p} = \pm \frac{n_1}{v} \pm \mu n, \quad (5.76)$$

iar față de stator:

$$n_{1v} \pm n_{2v} \pm n = \pm \frac{n_1}{v} = n_v, \quad (5.77)$$

adică egală cu cea a câmpurilor învârtitoare de armonică v produse de stator.

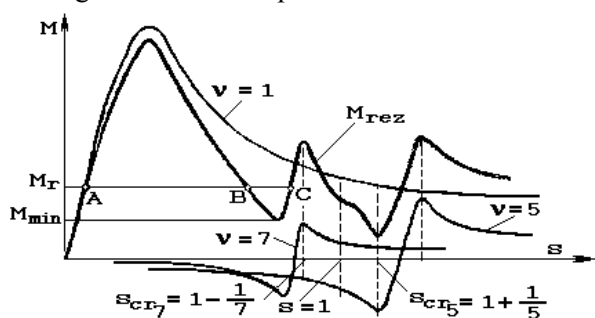


Fig. 5.23. Caracteristicile cuplului funcție de alunecare pentru fundamentală și armonicile 5 și 7.

Deoarece există armonici de rangul v produse de stator și rotor care au aceeași viteză și același sens poate apare un cuplu electromagnetic de interacțiune numit *cuplu parazit asincron*.

Cele mai importante armonici care contribuie la apariția cuplurilor parazite sunt armonicile de rang 5 și 7, acțiunea acestora fiind diferită asupra rotorului, după cum se vede și din figura 5.23.

Cuplul corespunzător armonicii 7 este de secvență directă, iar cel corespunzător armonicii de rang 5 este de secvență inversă. Când viteza rotorului este egală cu viteza sincronă n_v , unda învârtitoare a acestei armonici nu va induce în rotor tensiuni, deci cuplul asincron parazit va fi nul.

În cazul în care viteza rotorului este diferită de viteza sincronă n_v , unda învârtitoare a acestei armonici va induce tensiuni în rotor, deci cuplul asincron parazit nu va mai fi nul și se va manifesta ca un cuplu accelerator sau de frânare.

Din analiza figurii 5.23 se constată că, la un cuplu rezistent mai mare decât cuplul minim, punctul de funcționare se poate stabili în C și rotorul nu mai poate accelera până în punctul A (fenomen numit "agățare" sau "prindere").

Cuplurile parazite de tip sincron variază alternativ în timp fiind în anumite momente acceleratoare, iar în alte momente cupluri de frânare.

În situația în care rangul a două armonici statorice, rotorice sau una statorică și cealaltă rotorică diferă cu o unitate și se rotesc în sensuri contrare, apar în întrefier zone cu câmp mai intens și zone cu câmp de valoare redusă care determină apariția unor forțe de atracție magnetică unilaterală, numite și *forțe de vibrație*.

Limitarea efectelor acestor cupluri parazite se face prin măsuri constructive cum ar fi: înclinarea creșturilor din rotor cu un pas dentar, alegerea numărului optim de creștături pentru stator și rotor, mărirea întrefierului cu precizarea că această măsură înrăutățește factorul de putere.

Alunecarea corespunzătoare cuplului nominal are valori cuprinse între 1% și 6% (valorile mai mici corespund motoarelor de putere ridicată) iar *capacitatea de supraîncărcare* (raportul dintre cuplul critic și cuplul nominal), la motoarele asincrone de construcție normală, ia valori cuprinse între 1,5 și 3.

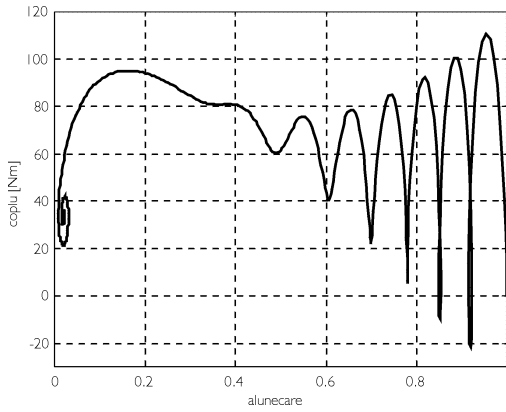


Fig. 5.24. Caracteristica dinamică $M = f(s)$ la pornirea în gol pentru J.

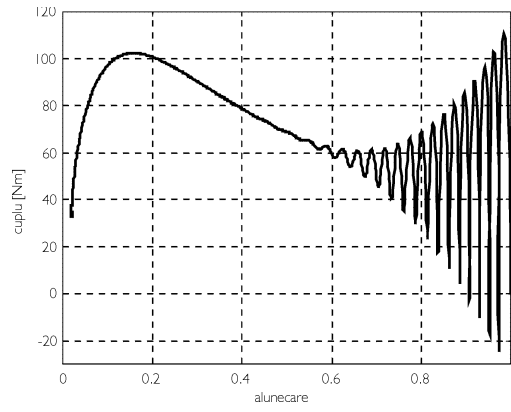


Fig. 5.25. Caracteristica dinamică $M = f(s)$ la pornirea în gol pentru 3J.

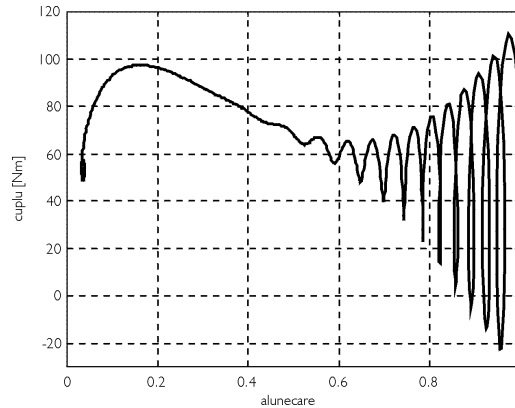


Fig. 5.26. Caracteristica dinamică $M = f(s)$ la sarcină nominală.

În figurile 5.24 și 5.25 sunt prezentate caracteristicile dinamice $M = f(s)$ la pornirea în gol, cu momentul de inerție normal și mărit de 3 ori iar în figura 5.26 este dată caracteristica dinamică $M = f(s)$ la sarcină nominală, obținute prin simulare [42] pentru un motor asincron având următorii parametri: putere nominală 5,5 kW, tensiune de alimentare 311 V la frecvența de 50Hz, curentul nominal 16,5A, două perechi de poli, momentul de inerție $0,088 \text{ Nm/rad} \cdot \text{sec}^{-1}$, $L_s = 0,064 \text{ H}$, $L_r = 0,064 \text{ H}$, $R_s = 1,2 \Omega$, $R_r = 0,4 \Omega$, $L_m = 0,06009 \text{ H}$.

Se constată că forma curbelor diferă mult față de dependența $M=f(s)$ de la regimul staționar. Oscilațiile cuplului în jurul curbei $M=f(s)$ din regim staționar sunt mai rare la pornirea în gol și se îndesesc odată cu creșterea momentului de inerție și a sarcinii.

5.9. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE

Problemele de bază ale pornirii motorului asincron trifazat sunt determinate de valoarea cuplului de pornire și de mărimea curentului absorbit de motor de la rețea.

Pentru ca motorul să poată accelera este necesar ca acesta să dezvolte un cuplu electromagnetic M mai mare decât valoarea cuplului rezistent M_r deci în ecuația:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_r, \quad (5.78)$$

membrul stâng care reprezintă cuplul dinamic trebuie să fie pozitiv.

De asemenea, valoarea curentului de pornire este limitată până la maximum 4 ÷ 7 ori valoarea curentului nominal pentru a nu produce variații mari de tensiune în rețea și a perturba buna funcționare a receptorilor conectați la aceeași rețea. În cazul motoarelor de puteri mari, cuplate la rețele de alimentare subdimensionate se impune reducerea curentului la pornire.

După puterea și tipul constructiv al motorului asincron se utilizează pentru pornire următoarele metode principale:

1. Pornirea prin conectare directă la rețea;
2. Pornirea prin introducerea unui reostat de pornire în circuitul rotorului;
3. Pornirea cu tensiune redusă aplicată înfășurării statorului;
4. Utilizarea motoarelor asincrone cu rotoare de construcție specială.

5.9.1. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE PRIN CONECTARE DIRECTĂ LA REȚEA

Conectarea directă la rețea a motoarelor cu rotorul în scurtcircuit a luat în ultimul timp o dezvoltare foarte mare datorită simplității extreme a instalației necesare. Prin simpla aplicare a tensiunii nominale la înfășurarea statorică la un motor asincron cu rotorul în colivie, curentul inițial de pornire se identifică cu mărimea curentului de scurtcircuit, când rotorul este în repaus ($s=1$), iar valoarea acestuia se determină cu relația:

$$I_p = \frac{U_N}{\sqrt{3} \cdot Z_{sc}} \quad (5.79)$$

Curentul absorbit din rețea, deși are valoare ridicată, nu constituie un pericol pentru motor din cauza duratei de pornire relativ scurte, dar produce căderi de tensiune în rețeaua de alimentare, căderi care pot deranja alți consumatori, mai ales iluminatul, dacă puterea rețelei este redusă.

În general este posibilă pornirea motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit dacă este îndeplinită condiția:

$$\frac{I_p}{I_N} \leq \frac{3}{4} + \frac{\text{puterea instalată}}{4 \times \text{puterea motorului}}, \quad (5.80)$$

relația fiind dedusă pe baza constatărilor practice.

Pentru deducerea timpului de pornire se integrează ecuația de mișcare:

$$t = \int_{\Omega'}^{\Omega''} \frac{J \cdot d\Omega}{M - M_r}, \quad (5.81)$$

între două limite (Ω' și Ω'') care se înlocuiesc funcție de alunecările s_1 și s_2 și se ține cont de relația $d\Omega = -\Omega_1 ds$. În același timp, pentru rezolvarea analitică a relației (5.81) trebuie cunoscută dependența celor două cupluri funcție de alunecare.

În cazul particular al pornirii la gol ($M_r = 0$), în relația (5.81) se înlocuiește cuplul electromagnetic din relația 5.70:

$$t = -J \int_{s_1}^{s_2} \frac{\Omega_1 ds}{M_{cr}(2 + 2\lambda s_{cr})} \left(\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s_{cr}}{s} + 2\lambda s_{cr} \right), \quad (5.82)$$

și se obține durata regimului tranzitoriu electromecanic la gol:

$$t = \frac{T}{2(1 + \lambda s_{cr})} \cdot \left[\frac{s_1^2 - s_2^2}{2\lambda s_{cr}} + (s_1 - s_2)2\lambda s_{cr} + s_{cr} \cdot \ln \frac{s_1}{s_2} \right], \quad (5.83)$$

în care s -a notat cu T constanta electromecanică de timp.

Constanta electromecanică de timp reprezintă, conform relației (5.81), timpul necesar pentru ca motorul oprit ce dezvoltă un cuplu electromagnetic egal cu valoarea cuplului critic, să atingă viteza unghiulară sincronă Ω_1 în absența cuplului rezistent la arbore:

$$T = J \int_0^{\Omega_1} \frac{d\Omega}{M_{cr}} = \frac{J}{M_{cr}} \cdot \Omega_1. \quad (5.84)$$

În relația (5.83) se înlocuiesc alunecările s_1 și s_2 cu 1 (la pornire) și 0,05 (la gol) obținându-se timpul de pornire:

$$t_p = \frac{T}{2(1 + \lambda s_{cr})} \cdot \left[\frac{1}{2s_{cr}} + 1.9 \lambda s_{cr} + s_{cr} \cdot \ln 20 \right]. \quad (5.85)$$

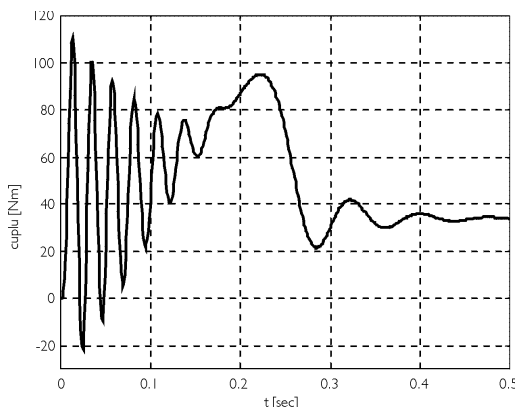


Fig. 5.27. Variația în timp a cuplului la pornirea în gol.

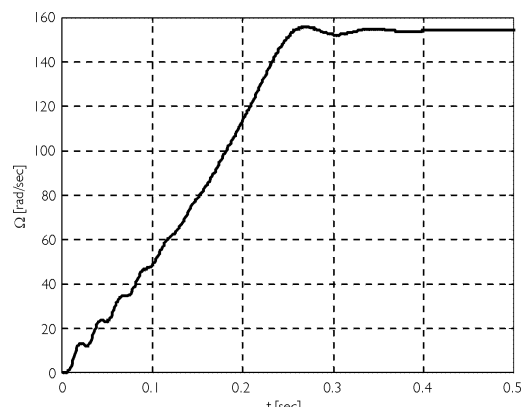


Fig. 5.28. Variația în timp a vitezei la pornirea în gol.

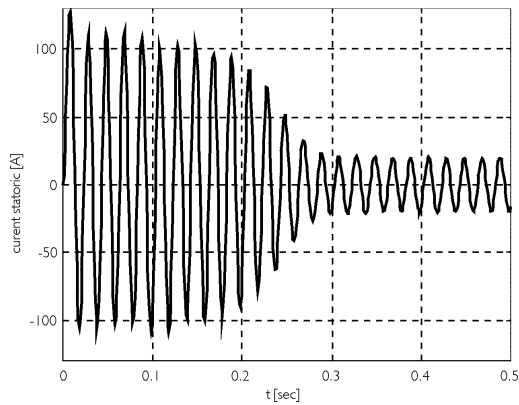


Fig. 2.29. Variația în timp a curentului statoric la pornirea în gol.

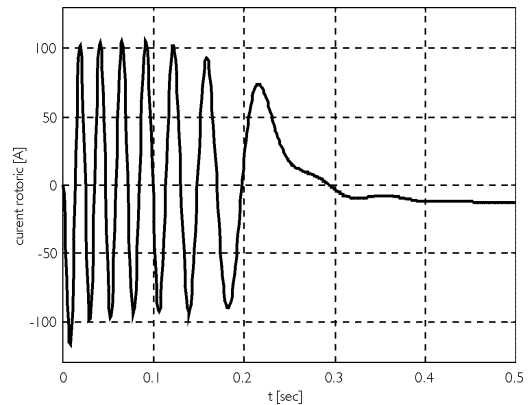


Fig. 2.30. Variația în timp a curentului rotoric la pornirea în gol.

În figurile 5.27, 5.28, 5.29 și 5.30 sunt prezentate rezultatele obținute prin simularea pornirii în gol a motorului asincron trifazat pentru determinarea variației în timp a mărimilor: cuplul electromagnetic, viteza de rotație, curent în înfășurarea statorică și curent în înfășurarea rotorică. Din figura 5.30 se constată că frecvența curenților din rotor scade pe măsură ce viteza de rotație crește conform figurii 5.28.

În oscilograma din figura 5.31 se indică modul de variație a vitezei de rotație, cuplului electromagnetic și curentului absorbit din rețea în momentul pornirii funcție de timp la un motor asincron trifazat de 0,55kW, tensiunea de alimentare 380V și $2p = 4$.

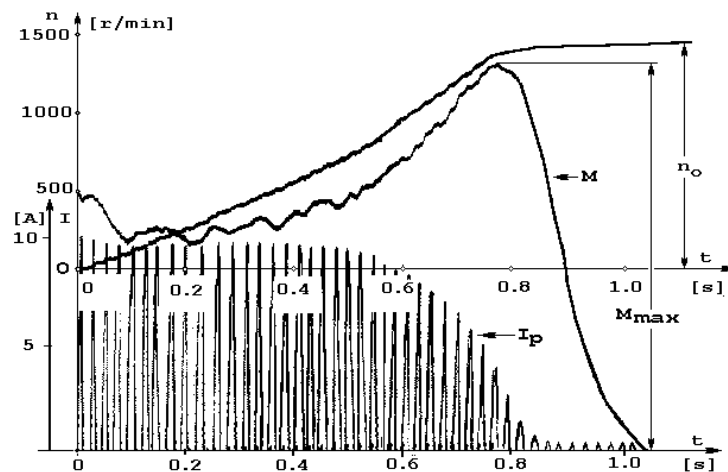


Fig. 5.31. Oscilograma regimului tranzitoriu electromecanic la motorul asincron.

Pornirea prin cuplare directă la rețea este rapidă și cu șocuri dinamice ridicate în elementele cinematice ale transmisiei. Efectele acestor dezavantaje sunt limitate prin norme și standarde, impunându-se la proiectare capacitatea de suprasarcină și raportul dintre cuplul de pornire și cuplul nominal.

5.9.2. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE CU ROTORUL BOBINAT

Motoarele cu rotor bobinat sunt singurele motoare la care se realizează simultan cele două cerințe impuse la pornire care par să fie contradictorii (asigurarea unui cuplu mare la pornire și limitarea curentului absorbit din rețea).

Curentul din rotor se determină din relația (5.56) în care se face $s = 1$:

$$I'_{2p} = \frac{U_1}{\sqrt{[R_1 + C_1(R'_2 + \Sigma R'_{2p})]^2 + (X_{\sigma 1} + C_1 X'_{\sigma 2})^2}}, \quad (5.86)$$

și se limitează prin conectarea unui reostat de pornire în trepte la inelele rotorului conform figurii 5.32.

Dacă în relația (5.60) se face $s = 1$, se poate exprima cuplul dezvoltat de motor la pornire când rotorul este în scurtcircuit:

$$M_{p(sc)} = \frac{m_1 R'_2 I'_{2 sc}{}^2}{\Omega_1}, \quad (5.87)$$

și în situația în care la inele se conectează un reostat de pornire:

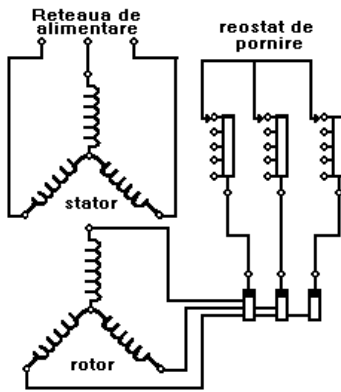


Fig. 5.32. Conectarea reostatului de pornire la inelele rotorice.

$$M_{p(R_p)} = \frac{m_1 (R'_2 + \Sigma R'_p) I'_{2Rp}{}^2}{\Omega_1} \quad (5.88)$$

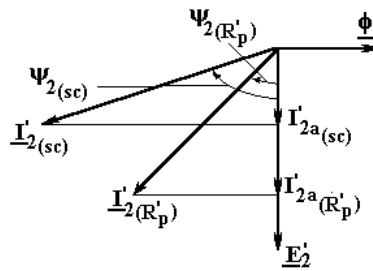


Fig. 5.33. Explicație la pornirea cu reostat conectat în rotor.

Se poate demonstra ușor, folosind expresia cuplului electromagnetic, pusă sub forma din relația (5.67) și cu ajutorul diagramei fazoriale din figura 5.33 că valoarea cuplului electromagnetic la pornire este mai mare în cazul pornirii cu reostat cuplat la inelele rotorului față de cazul pornirii în scurtcircuit.

La pornirea în scurtcircuit, când frecvența curentului din rotor este egală cu frecvența tensiunii de alimentare, reactanța înfășurării rotorice este mult mai mare decât rezistența acesteia încât curentul din rotor este decalat la un unghi apropiat de 90° în urma tensiunii electromotoare induse în înfășurarea rotorului. În această situație, unghiul de defazaj este dat de relația:

$$\psi_{2sc} = \arctg \frac{X_{\sigma 2}}{R_2} \approx \frac{\pi}{2}, \quad (5.89)$$

în timp ce, în cazul introducerii unei rezistențe de pornire în circuitul rotoric, defazajul și valoarea curentului rotoric se reduc:

$$\psi_{2Rp} = \arctg \frac{X_{\sigma 2}}{R_2 + R_p} < \psi_{2sc}. \quad (5.90)$$

Se constată că proiecțiile curenților pe direcția tensiunii electromotoare din înfășurarea secundară (care reprezintă componentele active ce determină mărimea cuplului electromagnetic) sunt, ca mărime, inverse față de modulele celor doi curenți. În felul acesta se confirmă faptul că pornirea cu ajutorul rezistenței de pornire conectate la circuitul rotoric asigură un cuplu electromagnetic mai mare la pornire și reduce curentul absorbit din rețea. Prin modificarea valorii rezistenței de pornire se obțin mai multe caracteristici artificiale încât pornirea se face printr-o dimensionare a treptelor de rezistență în scopul obținerii variației cuplului și curentului la pornire între anumite limite conform figurii 5.34.

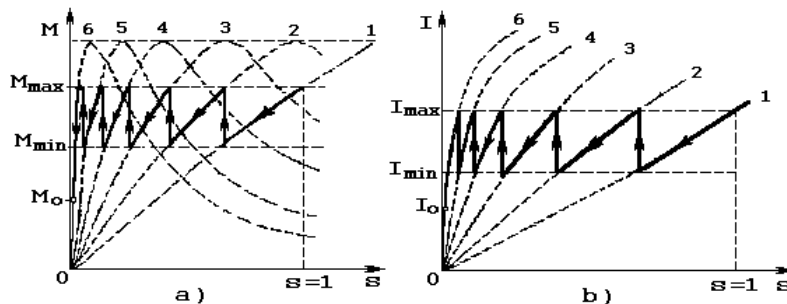


Fig. 5.34. Modificarea cuplului și curentului absorbit la pornirea cu rezistențe conectate la rotor.

Printr-un calcul analitic bine efectuat se poate realiza variația cuplului și curentului absorbit între două limite bine stabilite.

În figura 5.34 este prezentată variația cuplului și curentului absorbit la pornire între două valori minime și maxime.

Pornirea motorului se poate automatiza prin utilizarea unor relee de timp a căror contacte scurtcircuitează la momentele potrivite diversele trepte de rezistență, sau cu ajutorul releelor de curent care să urmărească respectarea domeniului de variație al curentului.

5.9.3. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE PRIN APLICAREA UNEI TENSIUNI REDUSE LA STATOR

Deoarece pornirea prin cuplare directă prezintă dezavantaje care se accentuează în cazul motoarelor de puteri mai mari, s-a recurs la utilizarea unor metode care să asigure limitarea curentului la pornire și asigurarea

unui cuplu electromagnetic suficient de mare la pornire, cum sunt: pornirea stea-triunghi, pornirea cu autotransformatoare și pornirea cu reactanțe.

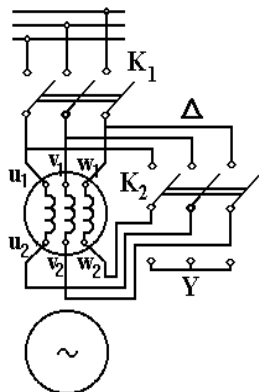


Fig. 5.35. Schema de principiu la pornirea stea – triunghi.

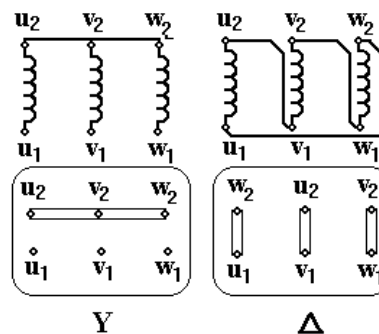


Fig. 5.36. Dispunerea capetelor înfășurărilor la placa de borne.

Pornirea stea-triunghi se aplică în cazul motoarelor la care înfășurările sunt proiectate să funcționeze la tensiunea de linie. Schema de principiu pentru pornirea stea-triunghi este dată în figura 5.35.

Dacă motorul este alimentat de la rețea și înfășurările statorului sunt conectate în stea, atunci acestea vor fi parcurse de curentul:

$$I_{rY} = I_{py} = \frac{U_y}{Z_{sc}} = \frac{U_r}{\sqrt{3} Z_{sc}}, \quad (5.91)$$

unde s-a notat cu U_r tensiunea de linie iar cu Z_{sc} impedanța de scurtcircuit. Pentru a realiza alimentarea motorului în această situație, întrerupătorul K_1 este închis, iar întrerupătorul K_2 este pus pe poziția Y.

Pentru a realiza ușor cele două conexiuni, bornele sunt scoase la placa de borne conform figurii 5.36. În figură s-au prezentat și înfășurările cu notațiile corespunzătoare. Alimentarea de la rețea se face la bornele u_1, v_1, w_1 .

La modificarea conexiunii în triunghi, prin trecerea întrerupătorului K_2 pe poziția Δ , curentul ce parcurge o înfășurare este determinat cu ajutorul relației:

$$I_{p\Delta} = \frac{U_{\Delta}}{Z_{sc}} = \frac{U_r}{Z_{sc}}, \quad (5.92)$$

iar curentul absorbit din rețea are valoarea:

$$I_{r\Delta} = \sqrt{3} I_{p\Delta}. \quad (5.93)$$

Raportul celor doi curenți se definește prin relația:

$$I_{r\Delta}/I_{rY} = 3. \quad (5.94)$$

De aici se trage concluzia că la pornirea stea-triunghi, curentul în momentul cuplării la rețea, în stea, este mai mic de aproximativ trei ori față de curentul absorbit din rețea la cuplarea motorului în cazul în care înfășurările sunt legate în triunghi.

Variația curentului absorbit la pornire din rețea și a cuplului electromagnetic la pornirea stea-triunghi este dată în figura 5.37.

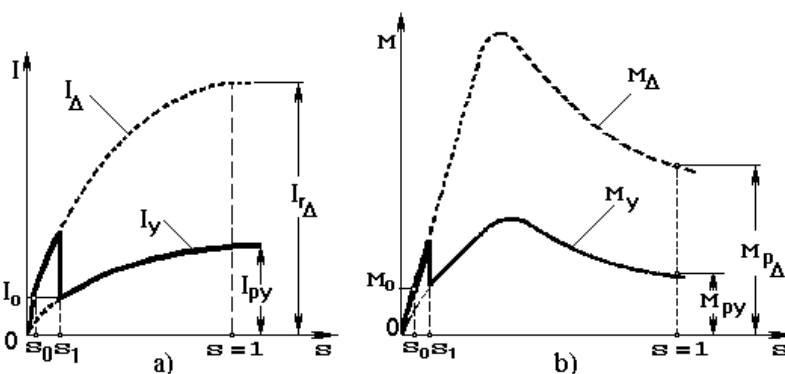


Fig. 5.37. Variația curentului și cuplului electromagnetic la pornirea stea – triunghi.

Conform relației (5.61) cuplul electromagnetic este proporțional cu pătratul tensiunii de fază încât la pornirea stea-triunghi, cuplurile se exprimă prin relațiile:

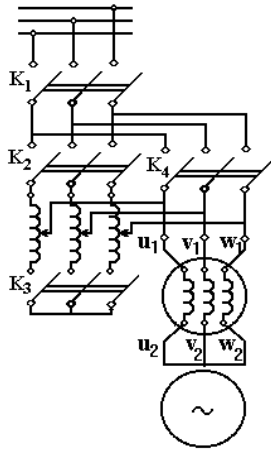


Fig. 5.38. Schema de principiu la pornirea cu autotransformator

$$M_{py} \equiv U_y^2 = \frac{U_r^2}{3};$$

$$M_{p\Delta} \equiv U_{\Delta}^2 = U_r^2, \quad (5.95)$$

iar raportul lor devine:

$$M_{py}/M_{p\Delta} = 1/3. \quad (5.96)$$

Pornirea motoarelor asincrone cu tensiune redusă folosind autotransformatoare sau bobine de reactanță este utilizată frecvent în cazul motoarelor de mare putere. Schema de principiu pentru acest caz este prezentată în figura 5.38. Pornirea se face în trei etape. La început se închid întrerupătoarele K_1, K_2, K_3 situație în care motorul asincron este alimentat cu tensiune redusă de la autotransformator. Se deschide apoi întrerupătorul K_3 , motorul fiind alimentat cu tensiune redusă datorită căderilor de tensiune pe reactanțele rămase în serie cu înfășurările statorului. În ultima etapă se deschide întrerupătorul K_2 și se închide întrerupătorul K_4 , motorul primind la borne tensiunea nominală.

5.9.4. MOTOARE ASINCRONE CU ROTORUL ÎN SCURTCIRCUIT DE CONSTRUCȚIE SPECIALĂ

Deoarece motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit de construcție normală dezvoltă la pornire un cuplu redus s-au imaginat soluții constructive care să asigure o majorare a cuplului electromagnetic la pornire. În acest scop s-au construit motoare la care statorul rămâne neschimbat iar rotorul se realizează cu bare înalte sau dublă colivie. Majorarea cuplului electromagnetic la pornire a fost realizată prin creșterea artificială a rezistenței înfășurării rotorului prin manifestarea efectului pelicular în barele înfășurării. Fenomenul de refluxare a curentului se manifestă pregnant la toate conductoarele din creștături parcurse de curenți alternativi dacă raportul dintre înălțimea și lățimea conductorului este mai mare ca patru.

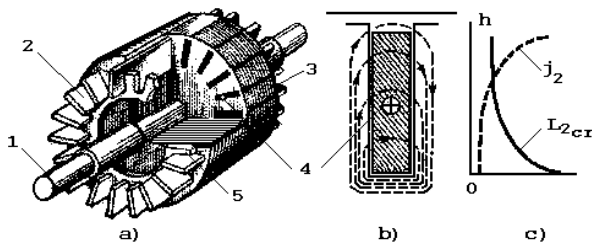


Fig. 5.39. Secțiune printr-un rotor cu bare înalte.

În figura 5.39 -a) este prezentată o secțiune într-un rotor cu bare înalte în care s-au notat părțile componente: 1 - ax, 2 - bare, 3 - miez, 4 - creștături, 5 - inel de scurtcircuitare.

Se consideră o creștătură adâncă în care este introdusă o bară parcursă de curent. Cea mai mare parte a câmpului magnetic propriu se închide pe traseul fluxului principal iar o parte din linia traversează creștătura (Fig. 5.39 -b).

Se constată că la baza creștăturii, inductivitatea de dispersie este mare și scade pe înălțimea creștăturii spre întrefier. În momentul pornirii, datorită faptului că valoarea frecvenței curenților din rotor este egală cu frecvența tensiunii de alimentare, reactanța de dispersie are pondere mai mare în raport cu rezistența înfășurării rotorice încât densitatea de curent se repartizează neuniform pe înălțimea creștăturii (Fig. 5.39 -c) fiind mai mare spre întrefier.

Fenomenul se petrece ca și cum curentul ar fi împins spre întrefier, conductoarele rotorice având aparent secțiune mai mică și în concluzie rezistență mai mare. Cuplul de pornire în acest caz se mărește față de motorul de construcție normală.

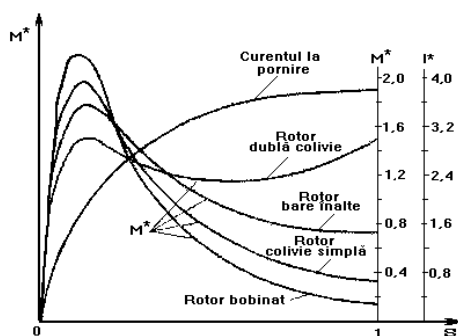


Fig. 5.40. Caracteristici $M = f(s)$ pentru diverse variante constructive.

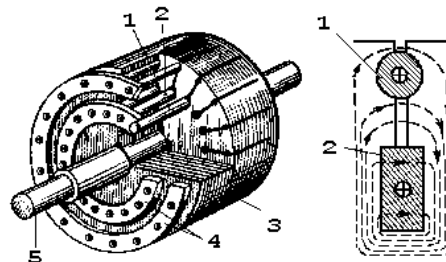


Fig. 5.41. Rotor cu dublă colivie.

Pe măsură ce rotorul accelerează, scade frecvența curentului din rotor și odată cu aceasta se micșorează reactanța de dispersie încât curentul din rotor se repartizează uniform pe întreaga secțiune a fiecărui conductor din rotor, iar caracteristica $M=f(s)$ a motorului cu bare înalte se apropie de caracteristica motorului asincron cu rotorul de construcție normală (Fig. 5.40).

Efectul de refulare a curentului este mai pronunțat dacă mașina se execută cu două colivii, fiecare fiind dimensionată pentru un anumit regim de funcționare. În figura 5.41 se prezintă o secțiune printr-un rotor cu dublă colivie și detaliat o creștătură la care s-au pus în evidență liniile câmpului de dispersie.

Principalele părți componente sunt: 1 - colivie exterioară, 2 - colivie interioară, 3 - miez feromagnetic, 4 - inele de scurtcircuitare, 5 - ax. Colivia exterioară, numită și colivie de pornire are barele de secțiune mai redusă și se realizează din material de rezistivitate mai mare. Această colivie are reactanța de dispersie mai scăzută față de colivia interioară a cărei secțiune este mai mare și la care barele se realizează din cupru având rezistența mai mică față de colivia exterioară. Colivia interioară se numește și colivie de lucru și are reactanța de dispersie mai mare întrucât este înălțuită și de liniile de câmp ale coliviei de pornire care aleg traseul de reluctanță minimă (jugul rotorului) evitând istmul de legătură dintre creștături. Inelele de scurtcircuitare se fac comune pentru ambele colivii sau separate. Fenomenul de refulare se explică la fel ca la motorul cu bare înalte. În momentul cuplării la rețea, curentul din rotor este forțat să circule mai mult în colivia de pornire, repartizarea între cele două colivii fiind determinată în special de mărimea reactanțelor de dispersie. În regim normal de lucru, când frecvența curentului rotoric este foarte mică, reactanțele de dispersie se micșorează și repartizarea curentului între cele două colivii este dictată de rezistența coliviilor. Colivia de funcționare având rezistența mai mică, va fi parcursă de un curent mai mare. Formele de creștături pentru cele două variante constructive de rotoare sunt prezentate în figura 5.3.

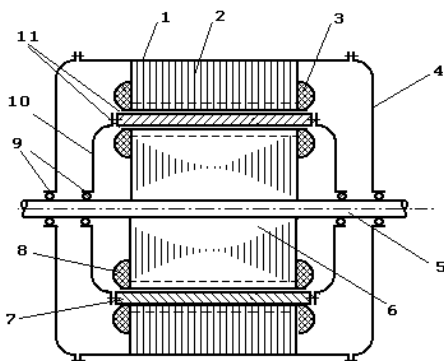


Fig. 5.42. Schema de principiu a motorului cu rotor intermediar.

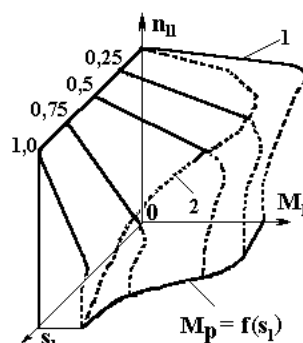


Fig. 5.43. Caracteristici mecanice la motorul cu rotor intermediar.

Pentru ameliorarea pornirii s-a imaginat și motorul cu rotor intermediar a cărui schemă cinematică este prezentată în figura 5.42, [38], [41]. Părțile componente ale motorului cu rotor intermediar sunt: 1 - carcasă, 2 - miez stator, 3 - înfășurare stator, 4 - scut exterior, 5 - ax, 6 - miez rotor interior, 7 - rotor intermediar, 8 - înfășurare rotorică, 9 - lagăre, 10 - scut interior, 11 - întrefieruri.

Motorul asincron cu rotor intermediar este realizat pe scheletul constructiv al unui motor clasic la care s-a mărit întrefierul și s-a introdus un rotor intermediar din fier prevăzut cu o colivie în scurtcircuit și a cărui grosime este de până la 5 mm. La cuplarea la rețea a înfășurării statorice are loc demararea rotorului intermediar în timp ce rotorul interior este ecranat magnetic. Pe măsură ce rotorul intermediar accelerează o parte din liniile de câmp străbat și al doilea întrefier și ajung la rotorul interior. Cuplul exercitat asupra rotorului interior asigură și pornirea acestuia. Se constată că valoarea cuplului la pornire este dependentă de viteza rotorului intermediar fiind maximă când acesta a ajuns la sincronism (caracteristica 1 din figura 5.43).

Utilizând relația de definiție a alunecării (relația 5.2) se definesc alunecările pentru cele două rotoare:

$$s_I = \frac{n_I - n_{II}}{n_I} ; \quad s_{II} = \frac{n_I - n_{II}}{n_I} , \quad (5.97)$$

și se trasează caracteristicile mecanice $n_{II} = f(M_{II})$ pentru diverse valori ale alunecării s_I (0,25; 0,50; 0,75; 1,0). Caracteristica mecanică a motorului cu rotor intermediar reală se stabilește după valoarea cuplului rezistent și valoarea alunecării rotorului intermediar (caracteristica 2 din figura 5.43) cu precizarea că se pot obține o înfinitate de caracteristici.

5.10. REGLAREA VITEZEI MOTOARELOR ASINCRONE

Motorul asincron are o caracteristică mecanică dură, fapt pentru care nu poate fi folosit eficient în acțiunile la care se cere o reglare a vitezei în limite largi.

Din analiza expresiei vitezei reale a rotorului, dedusă din relația (5.2) de definiție a alunecării:

$$n = \frac{60 \cdot f_1}{p} (1 - s), \quad (5.98)$$

se pot stabili procedeele posibile de reglare a vitezei motoarelor asincrone. Aceste procedee se împart în două categorii, funcție de partea motorului la care se acționează și anume:

I - metode cu acțiune la stator;

II - metode cu acțiune la rotor.

Din prima categorie fac parte următoarele metode de reglare a vitezei:

- modificarea numărului de perechi de poli;
- modificarea tensiunii de alimentare și a frecvenței acesteia.

Din a doua categorie fac parte următoarele metode:

- introducerea în circuitul rotoric a unei tensiuni suplimentare de aceeași frecvență cu a tensiunii de alunecare;
- variația rezistenței circuitului rotoric.

5.10.1. REGLAREA VITEZEI PRIN MODIFICAREA NUMĂRULUI DE PERECHI DE POLI

Acest procedeu de reglare a vitezei se bazează pe ideea că diversele numere de perechi de poli se obțin prin modificarea legăturilor și pașilor bobinelor, polii nefiind proeminenți. Metoda se aplică pentru reglarea vitezei în trepte la motoarele cu rotorul în scurtcircuit. La motoarele cu rotor bobinat modificarea legăturilor la înfășurare necesită introducerea unui număr suplimentar de inele de contact complicând construcția rotorului. Obținerea unui număr diferit de perechi de poli se poate realiza cu o singură înfășurare la care modificarea legăturilor la diferite grupe de bobine să se facă ușor și să fie nevoie de un număr mic de conexiuni. Se pot folosi și înfășurări distincte cu număr de perechi de poli diferiți.

Modificarea numărului de perechi de poli conduce la modificarea parametrilor motorului [2].

Se consideră un motor cu două viteze și se notează cu indice I, mărimile care se referă la viteza mare și cu indice II cele ce se referă la viteza mică. Dacă se ține cont de expresia fluxului maxim, definit în capitolul 4.3, raportul valorilor eficace ale tensiunilor electromotoare induse are expresia:

$$\frac{E_I}{E_{II}} = \frac{W_I k_{wI} B_{\delta I} p_{II}}{W_{II} k_{wII} B_{\delta II} p_I}, \quad (5.99)$$

din care se poate deduce raportul inducțiilor în întrefier în funcție de tensiunea aplicată pe fază, numărul de spi-re, și coeficienții de înfășurare pentru cele două viteze. Pentru determinarea raportului cuplurilor se folosește expresia simplificată a cuplului electromagnetic:

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} p \cdot m_2 \cdot W_2 \cdot K_{w2} \cdot \Phi \cdot I_2 \cdot \cos \psi_2, \quad (5.100)$$

în care se consideră:

$$\cos \psi_2 = \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}} = \text{const.} \quad (5.101)$$

și:

$$K_{wII} W_{II} I_{2II} = K_{wI} W_I I_{2I}, \quad (5.102)$$

deci practic încărcarea liniară:

$$A = \frac{2m W_I I_{IN}}{\pi D}, \quad (5.103)$$

se menține constantă din considerente termice.

Dacă se ține cont de relația:

$$p\Phi = B_{\delta} \cdot D \cdot l, \quad (5.104)$$

se determină raportul cuplurilor pentru cele două viteze:

$$\frac{M_I}{M_{II}} = \frac{B_{\delta I}}{B_{\delta 2}}. \quad (5.105)$$

Pentru simplificare se neglijează pierderile în rotor încât puterea mecanică la ax poate fi considerată egală cu puterea electromagnetică:

$$P_2 \approx M \Omega_1 = P = \frac{2\pi M f_1}{p}. \quad (5.106)$$

Pe baza acestei relații se calculează raportul puterilor electromagnetice:

$$\frac{P_I}{P_{II}} = \frac{M_I}{M_{II}} \cdot \frac{p_{II}}{p_I}. \quad (5.107)$$

Cuplul critic se calculează cu relația simplificată:

$$M_{cr} \approx \frac{p}{2\pi f_1} \cdot \frac{m_1 U_1^2}{2C_1(X_{\sigma 1} + C_1 X'_{\sigma 2})} \quad (5.108)$$

Se consideră suma reactanțelor proporțională cu numărul de spire:

$$X_{\sigma 1} + C_1 X'_{\sigma 2} \equiv W^2, \quad (5.109)$$

și se calculează raporturile cuplurilor critice:

$$\frac{M_{cr I}}{M_{cr II}} \cong \left(\frac{U_I}{U_{II}}\right)^2 \left(\frac{W_{II}}{W_I}\right)^2 \frac{P_I}{P_{II}} \quad (5.110)$$

Se ia în considerare expresia curentului de pornire:

$$I_p \cong I'_2 = \frac{U_I}{\sqrt{(R_1 + C_1 R'_2)^2 + (X_{\sigma 1} + C_1 X'_{\sigma 2})^2}}, \quad (5.111)$$

și se neglijează rezistențele, obținându-se raportul curentilor de pornire:

$$\frac{I_{p I}}{I_{p II}} = \frac{U_I}{U_{II}} \cdot \left(\frac{W_{II}}{W_I}\right)^2 \quad (5.112)$$

Cel mai simplu procedeu de comutare a numărului de poli pentru raportul vitezelor 2:1 se bazează pe modificarea sensului curentului în diverse porțiuni ale înfășurării. În figura 5.44 se prezintă principial un circuit de fazăformat din două semibobine înseriate astfel încât sensul curenților contribuie la formarea în întrefier a patru poli.

Pentru a obține viteza mare, semiînfășurările se pun în paralel. În figura 5.45 se dă vederea frontală pentru viteza mare. În figurile 5.46 și 5.47 se reprezintă vederea spațială a bobinelor.

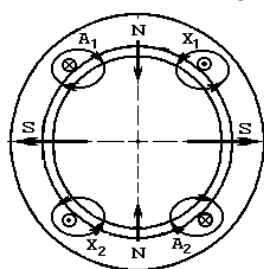


Fig. 5.44. Vedere frontală pentru viteza mică.

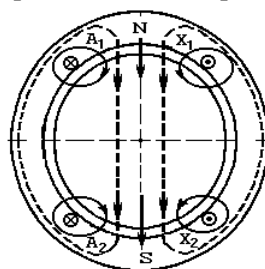


Fig. 5.45. Vedere frontală pentru viteza mare.

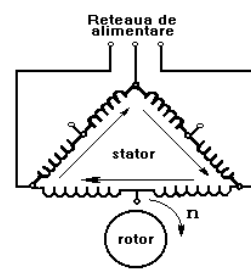


Fig. 5.48. Conexiunea triunghi ($2p = 4$).

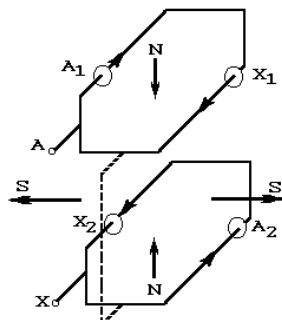


Fig. 5.46. Vedere spațială pentru viteza mică.

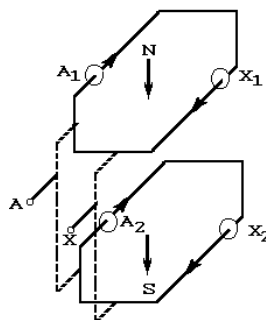


Fig. 5.47. Vedere spațială pentru viteza mare.

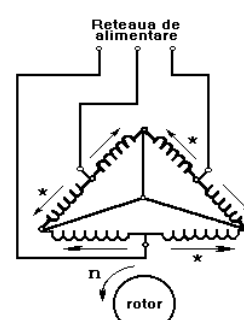


Fig. 5.49. Conexiunea stea dublă ($2p = 2$).

La înfășurarea trifazată cu posibilitatea de comutare a numărului de poli se poate folosi orice schemă de conexiuni pentru cele două viteze. Cea mai răspândită situație care realizează reglarea vitezei la putere constantă este conexiunea triunghi pentru viteza mică (Fig. 5.48) și dublă stea pentru viteza mare (Fig. 5.49). La schimbarea numărului de perechi de poli de la $2p = 8$ la $2p = 4$, schemele pentru cele două viteze sunt prezentate în figura 5.50.

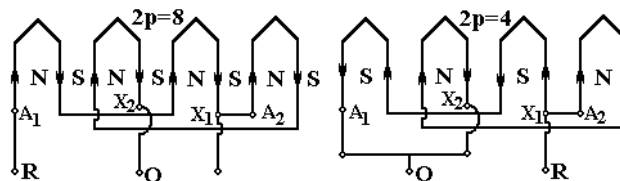


Fig. 5.50. Schema pentru comutarea numărului de poli de la $2p = 8$ la $2p = 4$.

La conexiunea în dublă stea, porțiunile de înfășurare marcate cu * sunt parcurse de curent în sens invers față de conexiunea în triunghi și în acest caz sensul câmpului învârtitor se schimbă când se face comutarea pe viteză mare.

Pentru a evita deteriorarea înfășurării este obligatorie inversarea a două faze în scopul menținerii aceluiași sens de rotație. Motoarele cu două viteze se folosesc frecvent la acționarea ventilatoarelor și a mașinilor unelte.

5.10.2. REGLAREA VITEZEI PRIN MODIFICAREA FRECVENȚEI TENSIUNII DE ALIMENTARE

Reglarea vitezei prin modificarea tensiunii de alimentare este dezavantajoasă deoarece se poate face numai în sens descrescător și conduce la reducerea cuplului electromagnetic după o lege pătratică. Din această cauză, se recurge la reglarea vitezei prin reducerea tensiunii și frecvenței astfel ca raportul celor două mărimi să se mențină constant. Această condiție stă și la baza realizării convertizoarelor de frecvență și rezultă din necesitatea păstrării aceluiași grad de saturație deci a amplitudinii constante a fluxului rezultat.

Din condiția de menținere constantă a capacității de suprasarcină la diverse frecvențe, rezultă relația dintre tensiuni, frecvențe și cupluri rezistente pentru care se obține un reglaj optim:

$$K_m = \frac{M_{cr}}{M_s} \approx \frac{pm_1}{2\pi f_1} \cdot \frac{U_1^2}{2C_1 \cdot 2\pi f_1 (L_{\sigma 1} + L'_{\sigma 2})M_s} \approx \text{const.} \cdot \frac{U_1^2}{f_1^2 M_s}, \quad (5.113)$$

iar dacă se notează cu indicele v ce corespunde frecvenței modificate, se obține relația dedusă de M. P. Kostenko:

$$\frac{U_1}{U_v} = \frac{f_1}{f_v} \sqrt{\frac{M_s}{M_{sv}}}. \quad (5.114)$$

Din expresia aproximativă a alunecării dedusă din relația (5.63) prin neglijarea rezistenței rezultă că aceasta crește când frecvența scade conform figurii 5.51.

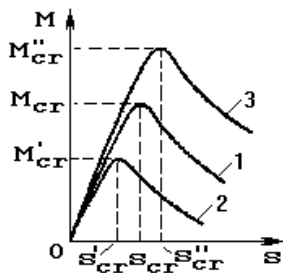


Fig. 5.51. Caracteristicile $M = f(s)$ pentru diferite frecvențe.

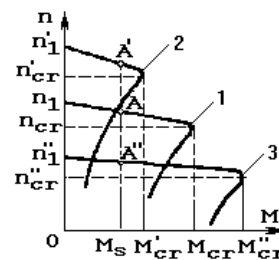


Fig. 5.52. Caracteristicile mecanice la diverse frecvențe.

Caracteristica 1 corespunde frecvenței nominale a tensiunii de alimentare în timp ce caracteristicile 2 și 3 corespund la frecvențe mai mari și respectiv mai mici decât frecvența nominală. Caracteristicile sunt trasate în condiția menținerii constante a tensiunii de alimentare. Se observă că în cazul alimentării cu tensiune de frecvență mai mică decât frecvența nominală, cuplul critic are valoare mai mare. În figura 5.52 sunt date caracteristicile mecanice pentru diverse frecvențe. Odată cu reducerea frecvenței scade și viteza sincronă, în schimb curentul din înfășurarea statorică ia valori ridicate datorită micșorării reactanței și poate fi periculos pentru mașină. În situația în care se păstrează constant raportul dintre tensiunea de alimentare și frecvență, cuplul critic este același pentru toate caracteristicile și în același timp se limitează curentul din înfășurarea statorică. Reglajul vitezei motoarelor asincrone prin modificarea frecvenței are numeroase aplicații industriale în industria textilă, în instalații de tip conveier, la laminoare etc. Prin alimentarea cu frecvență ridicată se urmărește reducerea gabaritelor motoarelor electrice.

5.10.3. REGLAREA VITEZEI MOTOARELOR ASINCRONE PRIN INTRODUCEREA UNEI TENSIUNI SUPLIMENTARE ÎN CIRCUITUL ROTORIC

Acest procedeu de reglaj se aplică motoarelor asincrone cu rotorul bobinat, dificultatea metodei constând în faptul că tensiunea suplimentară trebuie să aibă în permanență aceeași frecvență cu a tensiunii de alunecare la care frecvența se modifică odatăcu sarcina.

Se consideră tensiunea suplimentară de forma:

$$\underline{U}_2 = U_2 e^{j\theta}, \quad (5.115)$$

care se introduce în rotor iar curentul ce se stabilește are forma:

$$I_2 = \frac{s E_2 + U_2 e^{j\theta}}{R_2 + j s X_{\sigma 2}} = I_{2a} - j I_{2r} \quad (5.116)$$

Se deduce prin calcule simple expresia componentei active:

$$I_{2a} = \frac{s R_2 E_2 + R_2 U_2 \cos\theta + s X_{\sigma 2} U_2 \sin\theta}{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}, \quad (5.117)$$

și a celei reactive a curentului din rotor:

$$I_{2r} = \frac{s^2 X_{\sigma 2} E_2 + s X_{\sigma 2} U_2 \cos\theta - R_2 U_2 \sin\theta}{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}. \quad (5.118)$$

Alunecarea la mersul în gol ideal are valoarea:

$$s_0 = - \frac{R_2 U_2 \cos\theta}{R_2 E_2 - X_{\sigma 2} U_2 \sin\theta}. \quad (5.119)$$

Dacă θ este egal cu zero sau π atunci alunecarea de mers în gol devine:

$$s_0 = \mu \frac{U_2}{R_2}. \quad (5.120)$$

Cu acest procedeu este posibilă reglarea vitezei în regim suprasincron (valori negative ale alunecării) și în subsincron pentru valori pozitive ale alunecării în funcție de faza tensiunii U_2 . În primul caz puterea activă necesară accelerării rotorului este furnizată de sursă, iar în al doilea caz sursa devine un consumator similar restatului de pornire. În situația în care θ este egal cu zero sau π componentele active și reactive ale curentului sunt date de relațiile:

$$I_{2a} = \frac{R_2 (sE_2 + U_2)}{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}. \quad (5.121)$$

$$I_{2r} = \frac{sX_{\sigma 2} (sE_2 + U_2)}{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}. \quad (5.122)$$

Când componenta reactivă a curentului secundar își schimbă sensul (alunecarea devine negativă) are loc o ameliorare a factorului de putere al motorului asincron. Dacă θ este egal cu π componenta reactivă a curentului secundar se modifică fără ca alunecarea de mers în gol să-și schimbe valoarea. Acest procedeu de compensare a factorului de putere este larg folosit în acționările electrice moderne.

Metoda de introducere a unei tensiuni suplimentare în rotor se folosește la cascada Scherbius. De asemenea motoarele trifazate cu colector funcționează pe principiul injectării de tensiuni suplimentare, de frecvență de alunecare, în circuitul secundar al mașinii asincrone.

5.10.4. REGLAREA VITEZEI MOTOARELOR ASINCRONE PRIN INTRODUCEREA UNEI REZISTENȚE DE REGLAJ ÎN CIRCUITUL ROTORIC

Așa cum s-a arătat la capitolul 5.9.2, prin introducerea unui reostat în circuitul rotoric se pot obține caracteristici artificiale pentru motorul asincron.

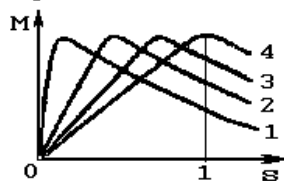


Fig. 5.53. Caracteristici $M = f(s)$ artificiale.

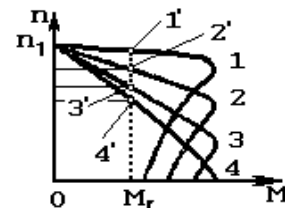


Fig. 5.54. Caracteristici mecanice artificiale.

În figura 5.53, pe lângă caracteristica naturală 1, s-au reprezentat caracteristicile artificiale 2, 3, 4 obținute cu rezistențe suplimentare conectate la rotor cu valori din ce în ce mai mari.

Prezența rezistenței suplimentare influențează mărimea alunecării, deci viteza de rotație. În figura 5.54 sunt date caracteristicile mecanice artificiale corespunzătoare caracteristicilor $M=f(s)$ din figura 5.53. Când rotorul este în scurtcircuit, la un cuplu rezistent M_r punctul de funcționare 1' se găsește pe caracteristica naturală 1. Dacă se introduce o rezistență suplimentară, punctul de funcționare se mută de pe caracteristica 2 în 2' căruia îi corespunde o viteză mai mică. Mărind valoarea rezistenței suplimentare punctul de funcționare trece pe altă caracteristică și viteza scade mai mult.

Deoarece rezistența suplimentară rămâne în circuit mai mult timp, aceasta se dimensionează pentru o funcționare de lungă durată, spre deosebire de reostatul de pornire care este conectat în circuit o perioadă scurtă de timp egală cu durata pornirii.

Acest reglaj se folosește la agregate de laminare pentru evitarea șocurilor de sarcină. Generatoarele de curent continuu care alimentează motoarele de curent continuu ce acționează agregatele de laminare, sunt antrenate de motoare asincrone cu rotorul bobinat. Grupul generator este prevăzut cu un volant, pentru reducerea influenței șocurilor de sarcină asupra rețelei. În momentul apariției șocului de sarcină, se cuplează automat rezistorul de reglaj în circuitul rotorului, alunecarea crește și o parte a sarcinii este suportată de energia cinetică a volantului. La dispariția șocului viteza crește prin scurtcircuitarea rezistenței și volantul acumulează energie cinetică.

5.11. GENERATORUL ASINCRON

Regimul de funcționare ca generator a mașinii asincrone poate fi obținut în două variante:

A - generator asincron excitat de la rețea;

B - generator asincron autoexcitat.

Generatorul asincron excitat de la rețea are zona de funcționare în domeniul alunecărilor negative (Fig. 5.21, - caracteristica din cadranul trei). Acest regim se obține dacă mașina asincronă cuplată la rețea funcționând în regim de motor este antrenată printr-un mijloc oarecare peste viteza de sincronism.

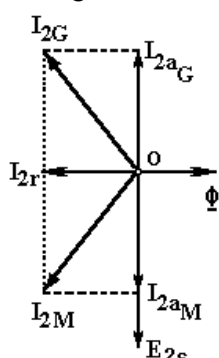


Fig. 5.55. Fazorii curentilor la motor și generator.

În scopul stabilirii sensului de circulație a componentei active și reactive a curentului din stator se folosește diagrama fazorială pentru mărimile rotorului din figura 5.55 și se interpretează aceste componente funcție de semnul alunecării:

$$I_{2a} = I_2 \cos \psi_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}} \cdot \frac{R_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}} \quad (5.123)$$

$$I_{2r} = I_2 \sin \psi_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}} \cdot \frac{sX_{\sigma 2}}{\sqrt{R_2^2 + s^2 X_{\sigma 2}^2}} \quad (5.124)$$

Semnul curentilor este dat de semnul numărătorului pentru valori negative ale alunecării. Se constată că valoarea componentei reactive își menține semnul neschimbat iar componenta activă își schimbă semnul. Același efect se manifestă și în stator. Indiferent de mărimea vitezei, fluxul de magnetizare este creat de componenta reactivă absorbită din rețea, generatorul asincron numindu-se și cu excitație independentă. Puterea activă debitată de generator crește odată cu mărimea vitezei iar zona stabilă de funcționare corespunde porțiunii liniare OA din figura 5.56.

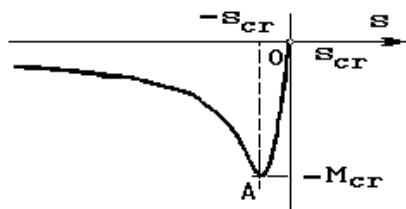


Fig. 5.56. Caracteristica $m = f(s)$ la generator.

Generatorul autoexcitat primește energie necesară magnetizării de la o baterie de condensatoare legate în paralel cu înfășurarea statorică prin intermediul întrerupătorului K_2 din figura 5.57. Fenomenul de autoexcitare se bazează pe existența unui magnetism remanent. Antrenând rotorul la o viteză oarecare, în înfășurarea statorului ia naștere o tensiune electromotoare indusă decalată cu 90° în urma fluxului, care dă naștere unui curent statoric în avans cu 90° deci în fază cu fluxul remanent. Fluxul pe care îl produce acest curent întărește fluxul remanent și conduce la creșterea tensiunii electromotoare. Mărimea tensiunii de la borne și frecvența acesteia sunt influențate de valoarea capacității și de viteza de rotație. Condiția de amorsare rezultă din egalitatea curentului de magnetizare cu valoarea curentului capacitiv luată cu semn schimbat:

$$\frac{\underline{U}_1}{j(X_{\sigma 1} + X_m)} = -j\omega C \underline{U}_1, \quad (5.125)$$

din care se deduce valoarea pulsației tensiunii la borne:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C(L_{\sigma 1} + L_m)}} \quad (5.126)$$

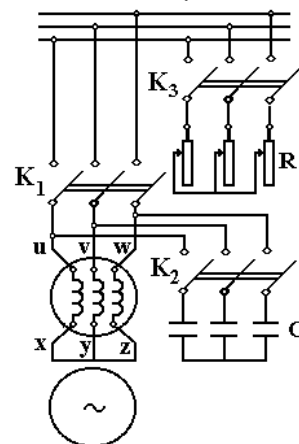


Fig. 5.57. Generatorul asincron autoexcitat.

Prin închiderea întrerupătoarelor K_1 și K_3 se asigură alimentarea receptorului cu energie electrică. Pentru ca punctul de funcționare să se stabilească în jurul tensiunii nominale trebuie ca panta caracteristicii de magnetizare să fie mai mare decât reactanța capacitivă.

5.12. FRÂNAREA MOTOARELOR ASINCRONE

Metodele de frânare se bazează pe proprietatea mașinii asincrone de a produce un cuplu de frânare o-pus sensului de rotație. Frânarea urmărește oprirea rapidă, realizarea unei viteze reduse de coborâre în cazul mecanismelor de ridicat, creșterea productivității mașinilor de lucru prin scurtarea timpilor de oprire. La frânare se utilizează mai multe metode dintre care amintim: frânarea dinamică, frânarea ca generator cu recuperarea energiei, regimul de frână electromagnetică.

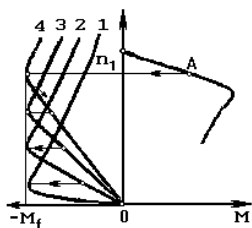


Fig. 5.58. Frânarea dinamică la motorul cu rotor bobinat.

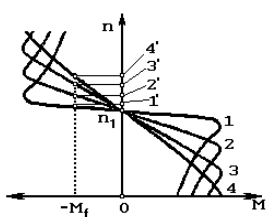


Fig. 5.59. Frânarea ca generator cu recuperarea energiei.

Frânarea dinamică (Fig. 5.58) se obține prin deconectarea statorului de la rețea și introducerea curentului continuu în înfășurarea statorică. Punctul de funcționare A de la motor trece pe o caracteristică artificială (4) la care se obține un cuplu de frânare M_f . La scăderea acestui cuplu se reduce rezistența din rotor și se trece pe altă caracteristică (3) pentru a mări cuplul de frânare. Procesul decurge la fel până când punctul de funcționare ajunge pe caracteristica naturală în origine. Înfășurarea statorului, conectată după

o anumită schemă, joacă rol de înfășurare de excitație și mașina se comportă ca un generator de curent alternativ cu rotorul drept indus ce debitează pe propria înfășurare dacă este scurtcircuitată sau pe înfășurare și rezistența introdusă în circuitul rotoric. Pentru motoarele cu rotor bobinat se alege curentul de excitație la o valoare egală cu cea nominală, iar cuplul inițial de frânare se realizează prin introducerea unei rezistențe în circuitul rotoric. La motoarele cu rotorul în scurtcircuit, frânarea dinamică se face întotdeauna pe caracteristica naturală. Cuplul de frânare se poate modifica prin reducerea curentului continuu introdus în înfășurarea statorică, fapt ce are ca efect diminuarea valorii cuplului critic. Frânarea dinamică se utilizează în special ca frână de avarie și la unele mecanisme de ridicat.

Frânarea ca generator cu recuperarea energiei (Fig. 5.59), numită și frânare suprasincronă se bazează pe cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă în regim de generator cu excitație independentă. Realizarea frânării recuperative se face în două variante, pentru sarcini de tip potențial și sarcini de tip reactiv. Se consideră că motorul acționează un utilaj de ridicat. În situația în care motorul este conectat pentru coborârea sarcinii, viteza de coborâre crește deoarece cuplul dat de sarcină este tot un cuplu activ și se adaugă la cuplul electromagnetic. Punctul de funcționare se mută de pe una din caracteristicile mecanice din regim de motor pe caracteristica de generator corespunzătoare (cadranul 2) și se stabilizează când cuplul de frânare dat de generator echilibrează cuplul potențial al sarcinii. Viteza de coborâre este cu atât mai mare cu cât este mai mare mărirea rezistenței introduse în circuitul rotoric. Generatorul asincron recuperează energia mecanică de frânare și o transformă în energie electrică pe care o transferă în rețea. Funcționarea stabilă în regim de frânare este realizată numai pentru valori mai mici ale cuplului potențial al sarcinii decât valoarea cuplului critic. Dacă se depășește această valoare generatorul decroșează producând căderea liberă a sarcinii.

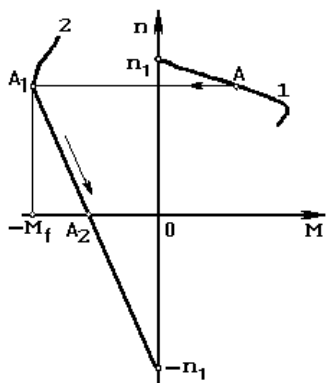


Fig. 5.60. Frânarea contracurent.

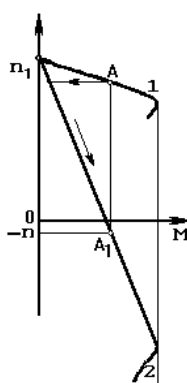


Fig. 5.61. Frânarea propriu-zisă.

Deși metoda este avantajoasă din punct de vedere energetic, se utilizează mai rar datorită vitezelor mari la care se realizează frânarea precum și faptul că nu se poate obține oprirea utilajului.

Regimul de frânare recuperativ se poate aplica și pentru mașini de lucru la care cuplu rezistent este re-activ, dacă sunt acționate cu motoare asincrone cu două viteze, realizate prin comutarea numărului de perechi de poli.

Metoda de frânare în regim de frână electromagnetică se realizează în două variante, în funcție de tipul cuplului rezistent al mașinii de lucru, reactiv sau potențial. Prima variantă, numită și frânare contracurent, constă în inversarea sensului de rotație a câmpului învârtitor statoric prin conectarea inversă a două faze la rețea. Punctul de funcționare A din regimul de motor se mută pe caracteristica artificială 2 (A_1) a unui motor cu rotor bobinat și rotorul se frânează până la

oprire (punctul A_2). Dacă motorul nu este deconectat de la rețea, în acest moment, își va schimba sensul de rotație. Metoda se aplică rar la motoarele cu rotorul în scurtcircuit.

A doua variantă constă în frânarea în *regim de frână electromagnetică* și se aplică în cazul în care mașinile de lucru au cuplu static rezistent de tip potențial iar ca motoare de antrenare folosesc motoare asincrone cu rotor bobinat. Se presupune că motorul contribuie cu sensul cuplului electromagnetic la ridicarea unei sarcini și se introduce în rotor o rezistență de valoare mare în scopul obținerii unei caracteristici puternic căzătoare (caracteristica 2 din figura 5.61). Deoarece cuplul electromagnetic devine mai mic decât cuplul static, motorul își reduce viteza până la oprire când poate fi deconectat de la rețea și intră în funcțiune un sistem de frânare mecanică. În cazul în care motorul rămâne conectat la rețea sarcina începe să coboare în regim de frână cu viteza $-n$ (punctul A_1). Metoda este foarte des utilizată întrucât permite obținerea unor viteze de coborâre reduse.

5.13. TEORIA GENERALĂ A MAȘINII ASINCRONE BIFAZATE

Mașina asincronă bifazată are statorul confecționat din tole de oțel special, izolate și este prevăzut cu crestături în care se introduc înfășurările. Axele magnetice ale înfășurărilor statorice sunt decalate cu 90° electrice.

La mașinile de foarte mică putere (fracțiuni de watt), statorul poate avea și poli aparenti cu înfășurări concentrate. Înfășurările statorului se alimentează la două tensiuni defazate și ele la 90° electrice. Există și posibilitatea ca una din înfășurări să fie alimentată la o tensiune fixă, de frecvență fixă (înfășurarea de excitație), iar cealaltă alimentată de la o sursă de tensiune și frecvență reglabile (înfășurarea de comandă).

Rotorul se poate executa fie sub formă de colivie de veveriță, fie în cazul servomotoarelor bifazate, sub formă de corp cilindric gol din aluminiu sau corp cilindric gol din oțel. Indiferent de varianta constructivă aleasă pentru rotor, el este echivalent din punct de vedere electric cu două înfășurări ale căror axe magnetice sunt decalate între ele la 90° electrice.

5.13.1. ECUAȚIILE TENSIUNILOR MAȘINII ASINCRONE BIFAZATE

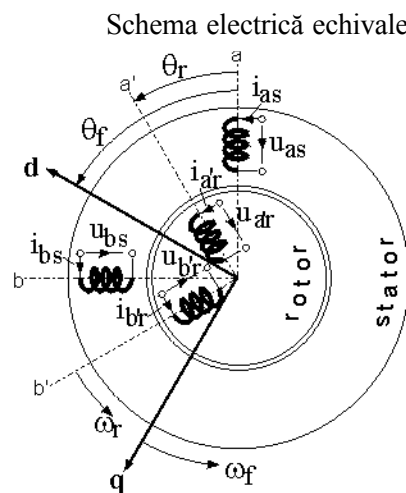


Fig. 5.62. Schema echivalentă a mașinii asincrone bifazate simetrice.

Schema electrică echivalentă a mașinii asincrone bifazate cu înfășurări simetrice este prezentată în figura 5.62.

Aici sunt indicate sensurile tensiunilor și ale curenților din stator și din rotor, precum și poziția relativă a rotorului față de stator, caracterizată prin unghiul θ_r , rotorul evoluând cu viteza unghiulară Ω_r . Deoarece se consideră că mașina are 2 poli ($p=1$), $\Omega_r = \omega_f$. Înfășurările statorului sunt dispuse în axele statorice $a-b$, iar cele ale rotorului în axele rotorice $a'-b'$. Sistemul de referință general $d-q$, se rotește cu viteza Ω_f , egală în cazul nostru cu ω_f . Se consideră că repartiția înfășurărilor pe periferia întrefierului este sinusoidală și se neglijează pierderile în circuitul magnetic al mașinii. Tensiunea aplicată la bornele unei înfășurări de fază a mașinii este echilibrată de căderea de tensiune pe rezistența ohmică a fazei respective și de tensiunea indusă datorită fluxului magnetic variabil îmbrățișat de fază în discuție. Pentru fazele statorice se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} u_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \psi_{as} ; \\ u_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \psi_{bs} , \end{cases} \quad (5.127)$$

în care R_s este rezistența unei faze statorice. Pentru rotor, se pot scrie în mod similar ecuațiile tensiunilor:

$$\begin{cases} u_{a'r} = R_r i_{a'r} + \frac{d}{dt} \psi_{a'r} ; \\ u_{b'r} = R_r i_{b'r} + \frac{d}{dt} \psi_{b'r} , \end{cases} \quad (5.128)$$

în care R_r este rezistența unei faze rotorice. Deoarece sistemele de ecuații (5.127) și (5.128) au fost scrise în sisteme de referință diferite, se pune problema utilizării unui sistem general unic de referință, $d-q$, ce se rotește cu viteza unghiulară Ω_f . Pentru aceasta, mărimile statorice se proiectează pe axele d și q . Dacă m_{as} și m_{bs} sunt două mărimi statorice corespunzătoare axelor a și b , prin proiectare pe axele d și q se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} m_{ds} = m_{as} \cos \theta_f + m_{bs} \sin \theta_f ; \\ m_{qs} = -m_{as} \sin \theta_f + m_{bs} \cos \theta_f . \end{cases} \quad (5.129)$$

Utilizând relațiile (5.129) pentru tensiunile, curenții și fluxurile din relația (5.127), rezultă:

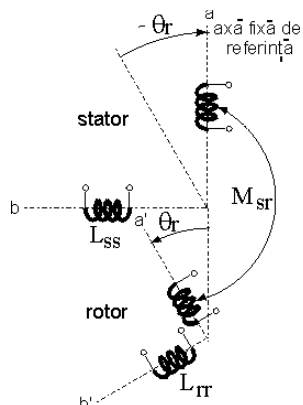


Fig. 5.63 Inductivitățile mașinii asincrone bifazate.

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_f \Psi_{qs} ; \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_f \Psi_{ds} , \end{cases} \quad (5.130)$$

în care $\omega_f = d(\theta_f)/dt$. Mărimile rotorice din axele a' și b' se proiectează pe axele d și q , conform:

$$\begin{cases} m_{dr} = m_{a'r} \cos(\theta_f - \theta_r) + m_{b'r} \sin(\theta_f - \theta_r) ; \\ m_{qr} = -m_{a'r} \sin(\theta_f - \theta_r) + m_{b'r} \cos(\theta_f - \theta_r) . \end{cases} \quad (5.131)$$

Procedând similar ca în cazul mărimilor statorice, plecând de la ecuațiile (5.128) și folosind (5.131), rezultă:

$$\begin{cases} u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_f - \omega_r) \Psi_{qr} ; \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_f - \omega_r) \Psi_{dr} , \end{cases} \quad (5.132)$$

în care $\omega_r = d(\theta_r)/dt$.

Precizare

Tensiunea indusă totală E_t într-o înfășurare, nu depinde de viteza sistemului de referință [5]:

$$E_t = - \frac{d}{dt} \Psi_t . \quad (5.133)$$

Tensiunea indusă rezultantă se poate descompune în două componente: una de pulsație E_p și alta de rotație E_r :

$$E_p = - \frac{\partial \Psi_t}{\partial t} ; \quad E_r = - \frac{\partial \Psi_t}{\partial \theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} ; \quad E_t = E_p + E_r , \quad (5.134)$$

unde:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_f - \omega_{s,r} , \quad (5.135)$$

$\omega_{s,r}$ reprezintă turația cu care se rotesc conductoarele înfășurării respective față de un referențial fix. Pentru stator $\omega_s = 0$, iar pentru rotor $\omega_r = \omega_f$. Aplicând ecuațiile (5.134) și (5.135) unei înfășurări din axa d și respectiv q , se obține:

$$\begin{aligned} E_{di} &= - \frac{\partial \Psi_{di}}{\partial t} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{\partial \Psi_{di}}{\partial \theta} ; \\ E_{qi} &= - \frac{\partial \Psi_{qi}}{\partial t} - \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{\partial \Psi_{qi}}{\partial \theta} . \end{aligned} \quad (5.136)$$

Având în vedere repartiția sinusoidală a fluxurilor magnetice Ψ_{di} și Ψ_{qi} în funcție de θ , rezultă:

$$\frac{\partial \Psi_{di}}{\partial \theta} = - \Psi_{qi} ; \quad \frac{\partial \Psi_{qi}}{\partial \theta} = + \Psi_{di} . \quad (5.137)$$

Semnele "-" și "+" din relațiile (5.137) pun în evidență faptul că Ψ_{qi} induce tensiune de rotație în înfășurarea di aflată la 90° în urmă față de sensul de rotație ales, în timp ce Ψ_{di} induce tensiune de rotație în înfășurarea qi aflată la 90° în față în raport cu același sens pozitiv de rotație. Ecuațiile (5.137) scot în evidență faptul cunoscut că tensiunile induse prin rotație sunt produse de curenții înfășurărilor din cealaltă axă ortogonală, fapt demonstrat de relațiile (5.130) și (5.131).

5.13.2. ECUAȚIILE FLUXURILOR MAȘINII ASINCRONE BIFAZATE

Prin intermediul câmpului magnetic din întrefier, înfășurările statorului și rotorului unei mașini asincrone se află în contact electromagnetic, chiar dacă sunt izolate din punct de vedere galvanic. Atât fluxul din stator cât și fluxul din rotor sunt rezultatul comun al efectului curenților din stator și rotor. Între stator și rotor există în general o mișcare relativă. Inductivitatea mutuală dintre o înfășurare statorică și o înfășurare rotorică va depinde de poziția rotorului la un moment dat. Deoarece la mașina bifazată axele înfășurărilor sunt ortogonale, inductivitatea mutuală dintre cele două înfășurări statorice sau rotorice va fi nulă.

Considerăm o mașină asincronă bifazată la care atât statorul, cât și rotorul prezintă simetrie cilindrică și au înfășurări bifazate cu o distribuție sinusoidală a câmpului magnetic de-a lungul întrefierului. De asemenea, se consideră curba de magnetizare a fierului ca fiind liniară pentru a putea aplica metoda suprapunerii efectelor pentru calculul fluxului (fig. 5.63).

Poziția relativă dintre stator și rotor la un moment dat este dată de unghiul θ_r , dintre axa magnetică a fazei a a statorului și respectiv a fazei a' a rotorului, conform figurii 5.63. La exprimarea fluxurilor de fază se ține cont de faptul că fluxul îmbrățișat de o fază oarecare a mașinii este determinat atât de curenții statorici cât și de cei rotorici. În acest context se poate scrie:

$$\begin{cases} \Psi_{as} = L_{ss} i_{as} + M_{sr}^{a'a} i_{a'r} + M_{sr}^{a'b} i_{b'r}; & \Psi_{bs} = L_{ss} i_{bs} + M_{sr}^{b'a} i_{a'r} + M_{sr}^{b'b} i_{b'r}; \\ \Psi_{a'r} = L_{rr} i_{a'r} + M_{rs}^{a'a} i_{as} + M_{rs}^{a'b} i_{bs}; & \Psi_{b'r} = L_{rr} i_{b'r} + M_{rs}^{b'a} i_{as} + M_{rs}^{b'b} i_{bs}, \end{cases} \quad (5.138)$$

în care inductivitățile care intervin sunt indicate în figura 5.63. Dacă se consideră L_m inductivitatea mutuală maximă între o fază statorică și una rotorică când axele celor două faze sunt coaxiale, inductivitățile mutuale M_{sr} , respectiv M_{rs} vor avea forma:

$$\begin{cases} M_{sr}^{a'a} = M_{sr}^{b'b} = L_m \cos(\theta_r); \\ M_{rs}^{a'a} = M_{rs}^{b'b} = L_m \cos(-\theta_r) = M_{sr}^{a'a} = M_{sr}^{b'b}; \\ M_{sr}^{a'b} = L_m \cos\left(\frac{\pi}{2} + \theta_r\right) = -L_m \sin(\theta_r) = L_m \cos\left(-\frac{\pi}{2} - \theta_r\right) = M_{rs}^{b'a}; \\ M_{sr}^{b'a} = L_m \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_r\right) = L_m \sin(\theta_r) = M_{rs}^{a'b} \end{cases} \quad (5.139)$$

Deoarece rotorul se deplasează în raport cu statorul (θ_r variază în timp), ecuațiile de flux vor avea coeficienți constanți numai dacă sunt raportate la același sistem de axe. Pentru a face această operație față de sistemul $d-q$ se consideră relațiile (5.129) și (5.131), care se aplică sistemului (5.138) cu inductivitățile definite în (5.139), rezultând:

$$\begin{cases} \Psi_{ds} = L_{ss} i_{ds} + L_m i_{dr}; & \Psi_{qs} = L_{ss} i_{qs} + L_m i_{qr}; \\ \Psi_{dr} = L_{rr} i_{dr} + L_m i_{ds}; & \Psi_{qr} = L_{rr} i_{qr} + L_m i_{qs}. \end{cases} \quad (5.140)$$

Inductivitatea totală proprie a unei faze statorice L_{ss} , respectiv rotorice L_{rr} , se poate scrie:

$$L_{ss} = L_{\sigma s} + L_s; \quad L_{rr} = L_{\sigma r} + L_r, \quad (5.141)$$

unde $L_{\sigma s}$ și $L_{\sigma r}$ sunt inductivitățile proprii de scăpări ale unei faze statorice, respectiv rotorice, iar L_s și L_r sunt inductivitățile proprii utile ale unei faze statorice, respectiv rotorice.

Dacă fluxurile și curenții sunt raportați la stator:

$$L_s = L_r = L_m, \quad (5.142)$$

relație care permite exprimarea convenabilă a fluxurilor și în continuare la reprezentarea schemelor echivalente.

5.13.3. CURENTUL DE MAGNETIZARE

Fundamentală tensiunii magnetomotoare (solenajiei) produse de una din înfășurările de fază ale mașinii, are o repartiție sinusoidală de-a lungul întrefierului și valoare maximă în direcția axei magnetice a înfășurării respective. Solenajia unei faze se poate reprezenta ca un vector care arată în direcția acestei valori maxime, adică în direcția axei magnetice a fazei respective.

Solenajia rezultantă în mașină este efectul tuturor curenților de fază din mașină, putând fi scrisă vectorial:

$$\vec{\theta}_{rez} = \vec{\theta}_{as} + \vec{\theta}_{bs} + \vec{\theta}_{a'r} + \vec{\theta}_{b'r}. \quad (5.143)$$

Vectorii de solenajie de fază sunt proporționali cu curenții din fazele corespunzătoare:

$$\vec{\theta}_{rez} = k_{\theta s} (\vec{i}_{as} + \vec{i}_{bs}) + k_{\theta r} (\vec{i}_{a'r} + \vec{i}_{b'r}), \quad (5.144)$$

în care curenții rotorici sunt cei fizici care apar în mașină.

Curentul de magnetizare va fi vectorul:

$$\vec{i}_m = \frac{\vec{\theta}_{rez}}{k_{\theta s}} = \vec{i}_{as} + \vec{i}_{bs} + \frac{k_{\theta r}}{k_{\theta s}} (\vec{i}_{a'r} + \vec{i}_{b'r}), \quad (5.145)$$

unde raportul $k_{\theta r}/k_{\theta s}$ este factorul de raportare la stator al curenților rotorici. Fără să se mai folosească o notație aparte pentru a pune în evidență că toți curenții rotorici (ca mărimi scalare) sunt raportați la stator, se poate scrie expresia curentului de magnetizare:

$$\vec{i}_m = \vec{i}_{as} + \vec{i}_{bs} + \vec{i}_{a'r} + \vec{i}_{b'r}. \quad (5.146)$$

Proiectând vectorul curent de magnetizare pe axele $d-q$:

$$\begin{cases} i_{dm} = i_{as} \cos \theta_f + i_{bs} \sin \theta_f + i_{a'r} \cos(\theta_f - \theta_r) + i_{b'r} \sin(\theta_f - \theta_r); \\ i_{qm} = -i_{as} \sin \theta_f + i_{bs} \cos \theta_f - i_{a'r} \sin(\theta_f - \theta_r) + i_{b'r} \cos(\theta_f - \theta_r), \end{cases} \quad (5.147)$$

și ținând cont de relațiile (5.129) și (5.131), rezultă componentele curentului de magnetizare:

$$\begin{cases} i_{dm} = i_{ds} + i_{dr}; \\ i_{qm} = i_{qs} + i_{qr}. \end{cases} \quad (5.148)$$

În mod similar, pornind de la relația (5.146), se pot obține componentele curentului de magnetizare pe axele $a-b$ sau $a'-b'$.

5.13.4. PUTEREA ȘI CUPLUL ELECTROMAGNETIC

Puterea electrică instantanee a mașinii asincrone caracterizează circulația energiei între rețeaua electrică și mașină. În cazul cel mai general când alimentarea se face atât prin stator cât și prin rotor, această putere instantanee va avea expresia:

$$p = u_{as}i_{as} + u_{bs}i_{bs} + u_{a'r}i_{a'r} + u_{b'r}i_{b'r} . \quad (5.149)$$

Deoarece operația de raportare nu modifică forma expresiei puterii instantanee, în expresia (5.149) se poate considera că mărimile rotorice sunt reduse la stator. Din sistemul (5.129) rezultă:

$$\begin{cases} m_{as} = m_{ds} \cos \theta_f - m_{qs} \sin \theta_f ; \\ m_{bs} = m_{ds} \sin \theta_f + m_{qs} \cos \theta_f , \end{cases} \quad (5.150)$$

iar din sistemul (5.131):

$$\begin{cases} m_{a'r} = m_{dr} \cos(\theta_f - \theta_r) - m_{qr} \sin(\theta_f - \theta_r) ; \\ m_{b'r} = m_{dr} \sin(\theta_f - \theta_r) + m_{qr} \cos(\theta_f - \theta_r) . \end{cases} \quad (5.151)$$

În expresia puterii instantanee (5.149), se scriu tensiunile și curenții din stator și rotor conform (5.150) și (5.151), obținându-se expresia puterii instantanee în referențialul $d-q$.

$$p = u_{ds}i_{ds} + u_{qs}i_{qs} + u_{dr}i_{dr} + u_{qr}i_{qr} . \quad (5.152)$$

Pentru deducerea expresiei cuplului electromagnetic, se va apela la teorema forțelor generalizate (Lagrange) în câmp magnetic:

$$M = \left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta} \right)_{i = \text{const.}} \quad (5.153)$$

W_m este energia localizată în câmpul magnetic al celor patru înfășurări cuplate magnetic, iar coordonata generalizată θ este unghiul geometric care redă poziția rotorului în raport cu statorul la un moment dat. La o mașină bipolară (figura 5.62.) $\theta = \theta_r$, iar în cazul general $\theta = \theta_r/p$.

$$W_m = \frac{1}{2} (\Psi_{as}i_{as} + \Psi_{bs}i_{bs} + \Psi_{a'r}i_{a'r} + \Psi_{b'r}i_{b'r}) . \quad (5.154)$$

Deoarece curenții de fază sunt constanți în raport cu coordonata generalizată, se poate scrie:

$$M = \frac{1}{2} p \left[i_{as} \frac{\partial}{\partial \theta_r} \Psi_{as} + i_{bs} \frac{\partial}{\partial \theta_r} \Psi_{bs} + i_{a'r} \frac{\partial}{\partial \theta_r} \Psi_{a'r} + i_{b'r} \frac{\partial}{\partial \theta_r} \Psi_{b'r} \right] . \quad (5.155)$$

Conform (5.138) și (5.139) care definesc fluxurile în mașină și folosind relațiile de transformare (5.150) și (5.151), se obține expresia cuplului electromagnetic în referențialul $d-q$ în funcție de curenți:

$$M = p L_m (i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) . \quad (5.156)$$

Pe baza (5.140), se poate exprima cuplul electromagnetic în funcție de mărimile statorice:

$$M = p (\Psi_{ds}i_{qs} - \Psi_{qs}i_{ds}) , \quad (5.157)$$

sau în funcție de mărimile rotorice:

$$M = p (\Psi_{qr}i_{dr} - \Psi_{dr}i_{qr}) . \quad (5.158)$$

5.13.5. ECUAȚIA DE MIȘCARE A MAȘINII

Poziția rotorului în spațiu este θ_r la o mașină bipolară (fig. 5.63.) și $\theta = \theta_r/p$ la o mașină multipolară ($p > 1$). Viteza unghiulară a rotorului este:

$$\Omega_r = \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{p} \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{1}{p} \omega_r . \quad (5.159)$$

Diferența dintre cuplul dezvoltat de mașină M și cuplul rezistent la arbore (cuplu de sarcină) M_s este cuplul dinamic M_j . Acesta produce accelerarea sau decelerarea mașinii, astfel încât se poate scrie:

$$M - M_s = M_j = J \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} , \quad (5.160)$$

unde J reprezintă momentul de inerție al tuturor maselor în mișcare, raportat la arborele mașinii.

5.13.6. ECUAȚIILE GENERALE ALE MAȘINII ASINCRONE BIFAZATE

Ecuatiile tensiunilor, fluxurilor, curentului de magnetizare și ale cuplului electromagnetic scrise în sistemul $d-q$ formează modelul matematic general al mașinii asincrone bifazate. Avantajul reprezentării mașinii în referențialul $d-q$ constă în aceea că inductivitățile ce intervin sunt constante și din această cauză în multe aplicații, sistemul de ecuații diferențiale care descrie funcționarea mașinii poate fi rezolvat mai simplu, utilizând

calculul operațional. În sistemul $d-q$, axele magnetice ale înfășurărilor statorice și rotorice sunt coliniare cu axele d și respectiv q (fig. 5.64). În această figură sunt reprezentate și inductivitățile de scăpări și mutuale ale înfășurărilor mașinii.

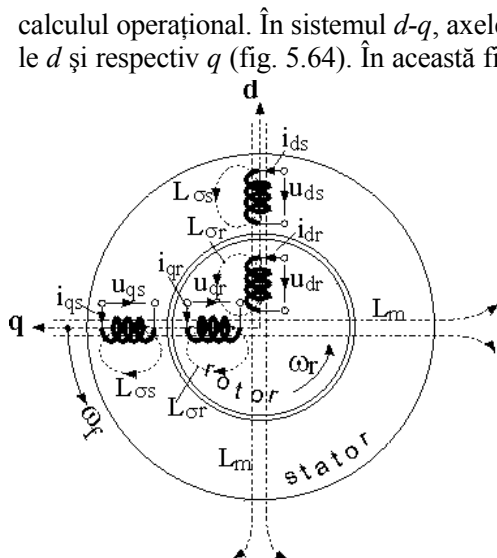


Fig. 5.64. Schema mașinii asincrone bifazate în referențialul $d-q$.

Dacă referențialul $d-q$ se rotește cu viteza ω_f , conform figurii, sistemul de ecuații ce descrie funcționarea mașinii va avea forma:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} - \omega_f \Psi_{qs}; & \Psi_{ds} = L_{ss} i_{ds} + L_m i_{dr}; \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} + \omega_f \Psi_{ds}; & \Psi_{qs} = L_{ss} i_{qs} + L_m i_{qr}; \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} - (\omega_f - \omega_r) \Psi_{qr}; & \Psi_{dr} = L_{rr} i_{dr} + L_m i_{ds}; \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + (\omega_f - \omega_r) \Psi_{dr}; & \Psi_{qr} = L_{rr} i_{qr} + L_m i_{qs}, \end{cases} \quad (5.161)$$

unde inductivitățile sunt scrise conform (5.141) și (5.142).

Ecuatiile de mai sus se completează cu ecuația de mișcare (5.160), împreună cu expresia cuplului electromagnetic (5.156), (5.157), (5.158). Sistemele (5.161) și (5.148) conduc la schema echivalentă a mașinii (fig. 5.65). Cuplajul dintre stator și rotor, nu este în realitate o conexiune electrică, ci este rezultatul cuplajului magnetic prin intermediul fluxului ψ_m din întrefier:

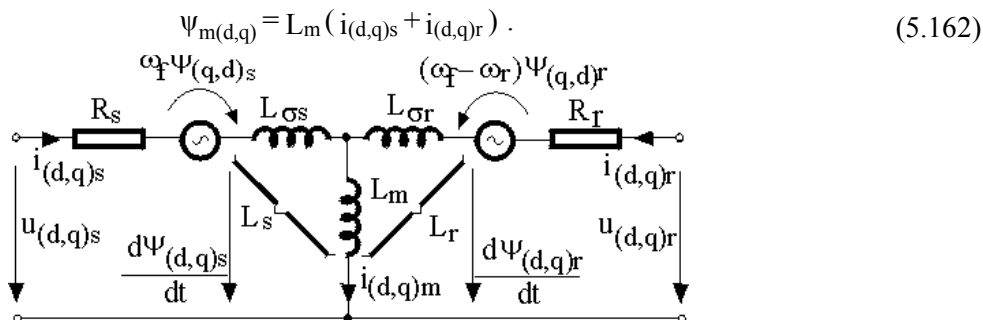


Fig. 5.65. Schema echivalentă a mașinii asincrone bifazate într-un referențial $d-q$ care se rotește cu viteza ω_r .

Conectarea electrică a rotorului la stator se face în mod fictiv, în urma unor artificii matematice, în urma raportării mărimilor din rotor la frecvența și numărul de spire al înfășurărilor statorice.

Trebuie de menționat faptul că statorul și rotorul sunt cuplate nu numai prin intermediul inductivității L_m și a curentului de magnetizare, ci și prin cele două surse de tensiune de rotație, la care intervin fluxurile. Pe lângă aceasta, apare o legătură cu caracter electricomecanic datorită unei surse de tensiune din circuitul rotorului, care depinde de viteza acestuia ω_r .

Dacă referențialul $d-q$ este solidar cu statorul, $\omega_f=0$, funcționarea mașinii va fi descrisă de sistemul:

$$\begin{cases} u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds}; & \Psi_{ds} = L_{ss} i_{ds} + L_m i_{dr}; \\ u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs}; & \Psi_{qs} = L_{ss} i_{qs} + L_m i_{qr}; \\ u_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + \omega_r \Psi_{qr}; & \Psi_{dr} = L_{rr} i_{dr} + L_m i_{ds}; \\ u_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} - \omega_r \Psi_{dr}; & \Psi_{qr} = L_{rr} i_{qr} + L_m i_{qs}, \end{cases} \quad (5.163)$$

iar schema echivalentă este prezentată în figura 5.66.

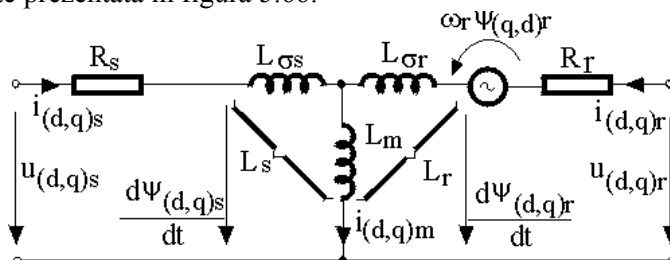


Fig. 5.66. Schema echivalentă a mașinii asincrone bifazate într-un referențial $d-q$ solidar cu statorul ($\omega_f = 0$).