

SERVOMOTOARE ASINCRONE

Servomotoarele sincrone (de inducție) sunt mașini de asincrone cu principala caracteristică constând în faptul că permit reglajul vitezei în limite largi și au particularități constructive care le conferă regimuri tranzitorii specifice.

În raport cu servomotoarele de curent continuu, servomotoarele de inducție prezintă unele avantaje cum ar fi: simplitate în construcție, robustețe, siguranță mare în funcționare, preț de cost și cheltuieli de întreținere și exploatare reduse.

Există însă și unele dezavantaje care limitează utilizarea acestor servomotoare în diferite aplicații: randament și factor de putere scăzut, cupluri impulsionale mici, sisteme comandă și control mai elaborate.

1. Servomotoare asincrone trifazate

Principial, servomotoarele asincrone trifazate sunt similare cu mașinile asincrone trifazate clasice, însă prezintă unele particularități constructive impuse de natura aplicației industriale în care sunt folosite, de regimul dinamic la care trebuie să răspundă, de domeniul frecvențelor la care trebuie să funcționeze. Spre exemplu, servomotoarele asincrone utilizate la acționarea platformelor giroscopice, rotorul trebuie să aibă un moment de inerție mare și din această cauză se adoptă o construcție inversată, cu rotorul în exterior cu colivie și statorul interior, conform figurii 3.1.

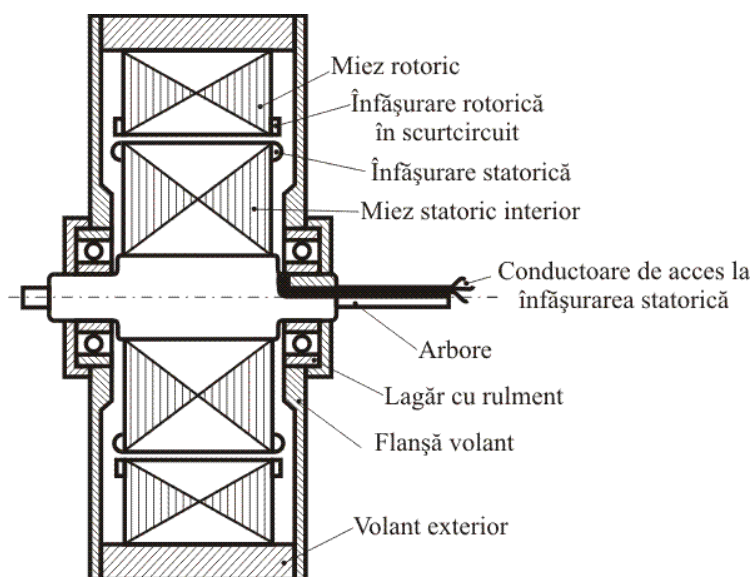


Fig. 3.1. Servomotor asincron trifazat în construcție inversată.

În cazul servomotoarelor cu reglajul vitezei prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare, rotorul prezintă de obicei rezistență mărită, astfel încât caracteristica mecanică $n = f(M)$ este puțin mai căzătoare decât la motoarele asincrone normale.

La servomotoarele alimentate de la convertoare statice tensiune – frecvență, destinate să lucreze la variații însemnate de sarcină sau în regimuri dinamice pronunțate, se adoptă deseori soluția măririi întrefierului astfel încât curentul absorbit nu se modifică mult la variația sarcinii.

Conform schemei echivalente din figura 3.2, ecuațiile care caracterizează circuitul de fază vor fi de forma:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{Z}_m \underline{I}_m + \underline{Z}_1 \underline{I}_1 \\ 0 &= \underline{Z}_m \underline{I}_m + \underline{Z}'_2 \underline{I}'_2 \\ \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 &= \underline{I}_m \end{aligned} \quad (3.1)$$

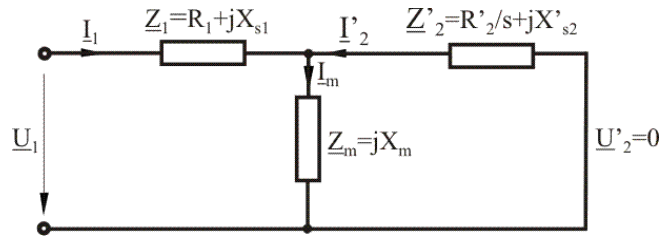


Fig.3.2. Schema echivalentă pe fază a servomotorului asincron trifazat.

Din ecuația tensiunilor secundare, conform relațiilor (3.1), se exprimă I_m :

$$I_m = -\frac{Z'_2 I'_2}{Z_m} \quad (3.2)$$

Înlocuind expresia curentului de magnetizare I_m în relația curenților, se exprimă curentul statoric I_1 în funcție de curentul rotoric I'_2 :

$$I_1 = I_m - I'_2 = -I'_2 \left(\frac{Z'_2}{Z_m} + 1 \right) \quad (3.3)$$

În ecuația tensiunilor primare din relațiile (3.1) se înlocuiește expresia curentului I_1 din relația (3.3):

$$U_1 = -Z'_2 I'_2 - Z_1 I'_2 \left(\frac{Z'_2}{Z_m} + 1 \right) = -I'_2 \left[Z_1 + Z'_2 \left(1 + \frac{Z_1}{Z_m} \right) \right] \quad (3.4)$$

Notând:

$$c_1 = \left| 1 + \frac{Z_1}{Z_m} \right| \approx 1 + \frac{Z_1}{Z_m} \quad (3.5)$$

deoarece rezistența înfășurării statorice R_1 este neglijabilă în raport cu reactanța.

Cu această precizare, curentul rotoric va fi:

$$I'_2 = \frac{U_1}{Z_1 + c_1 Z'_2} \quad (3.6)$$

Dacă alimentarea servomotorului se face de la o sursă de tensiune de amplitudine constantă $U_1 = \text{const.}$, luată ca origine de fază $\underline{U}_1 = U_1 \cdot e^{j0}$, se obține modulul curentului rotoric de fază:

$$I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2}} \quad (3.7)$$

Cuplul electromagnetic este în acest caz de forma:

$$M = \frac{3R_2 I_2^2}{s \cdot \Omega_1} = \frac{3R'_2 I_2^2}{s \cdot \Omega_1} = \frac{3R'_2}{s \cdot \Omega_1} \frac{U_1^2}{\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s} \right)^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2} \quad (3.8)$$

Dacă mașina este bipolară, adică numărul perechilor de poli $p = 1$, viteza unghiulară de rotație a rotorului Ω_1 este egală cu pulsația tensiunii de alimentare ω_s . În cazul mașinilor multipolare:

$$\Omega_1 = \frac{\omega_s}{p} \quad (3.9)$$

În cazul mașinilor multipolare, expresia cuplului devine:

$$M = \frac{p \cdot p_2}{s \cdot \omega_s} = \frac{3pR'_2 I_2^2}{s \cdot \omega_s} = \frac{3pR'_2}{\omega_s} \frac{U_1^2}{\left[R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2 \right] \cdot s + 2c_1 R_1 R'_2 + \frac{c_1^2 R_2^2}{s}} \quad (3.10)$$

Analizând expresia cuplului electromagnetic dezvoltat de mașină conform relațiilor (3.8) și (3.10), se poate concluziona:

- La parametri constanți ai mașinii și la tensiunea de alimentare U_1 dată, cuplul electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă depinde de o singură variabilă independentă și anume alunecarea s .

- La alunecare dată și parametri cunoscuți constanți, cuplul electromagnetic variază proporțional cu pătratul tensiunii de alimentare a mașinii asincrone.

Derivând expresia (3.8) în funcție de alunecare și anulând această derivată se obține:

$$\begin{aligned} \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2 - 2s \left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s}\right) c_1 \frac{R'_2}{s^2} = \\ = R_1^2 - \left(\frac{c_1 R'_2}{s}\right)^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2 = 0, \end{aligned} \quad (3.11)$$

de unde rezultă:

$$s_{cr} = \pm \frac{c_1 R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2}}, \quad (3.12)$$

care poartă numele de *alunecare critică* și este alunecarea corespunzătoare valorilor maxime ale cuplului electromagnetic dezvoltat de mașina asincronă. Semnul (+) corespunde regimului de funcționare ca motor, iar semnul (-) corespunde regimului de generator.

Înlocuind expresia alunecării critice s_{cr} în expresia cuplului electromagnetic (3.8), se vor obține valorile extreme ale cuplului:

$$M_{cr} = \pm \frac{3pU_1^2}{2\omega_s c_1 \left[\sqrt{R_1^2 + (X_{s1} + c_1 X'_{s2})^2} \pm R_1 \right]}. \quad (3.13)$$

În cele ce urmează se vor considera alunecarea critică s_{cr} și cuplul maxim M_{cr} cu semnul (+), corespunzător regimului de motor.

Conform relației (3.12), alunecarea critică depinde de rezistența ohmică a circuitului rotor, pe când cuplul maxim nu depinde de această rezistență, dar depinde de pătratul tensiunii de alimentare U_1 , după cum rezultă din relația (3.13).

Deoarece:

$$n = n_1(1-s), \quad (3.14)$$

se pot trasa caracteristicile mecanice $n = n(M)$ pentru diferite valori ale rezistenței rotorice (figura 3.3, a) și pentru diferite tensiuni de alimentare (figura 3.3, b).

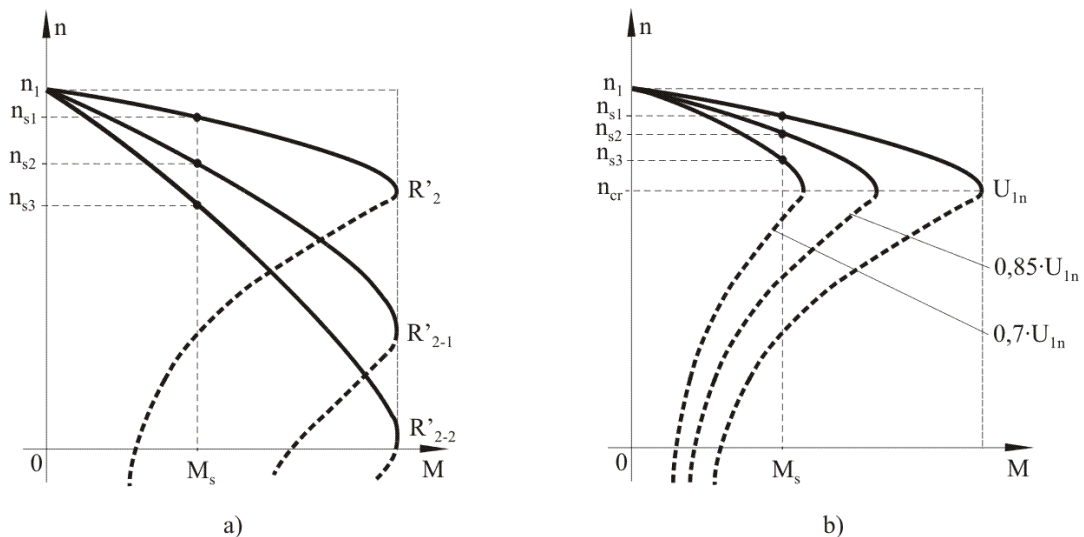


Fig.3.3. Caracteristicile mecanice ale servomotorului asincron trifazat: a) – la creșterea rezistenței circuitului rotor; b) – la scăderea tensiunii de alimentare.

Figura 3.3 a) demonstrează faptul că prin creșterea rezistenței circuitului rotoric $R'_2 < R'_{2-1} < R'_{2-2}$, la același cuplu de sarcină M_s viteza servomotorului scade: $n_{s1} > n_{s2} > n_{s3}$, domeniul de reglaj al vitezei fiind în acest caz destul de larg.

Metoda este ușor de implementat dar nu este rentabilă deoarece creșterea rezistenței circuitului rotoric conduce la creșterea pierderilor de energie și prin aceasta scăderea randamentului.

Scăderea tensiunii de alimentare conduce conform figurii 3.3 b) la scăderea cuplului critic ceea ce determină micșorarea domeniului de funcționare stabilă a servomotorului. Domeniul de reglare al vitezei este semnificativ mai restrâns, fiind mai extins la servomotoarele cu caracteristică mecanică naturală căzătoare (care din construcție au rezistență rotorică mărită).

Pentru modificarea vitezei servomotoarelor asincrone trifazate, se variază frecvența și tensiunea de alimentare. În acest scop, se utilizează ca surse de alimentare convertoarele statice de tensiune - frecvență, dintre care în prezent, în cele mai multe cazuri se folosesc convertoarele statice cu circuit intermediar de curent continuu, conform figurii 3.4.

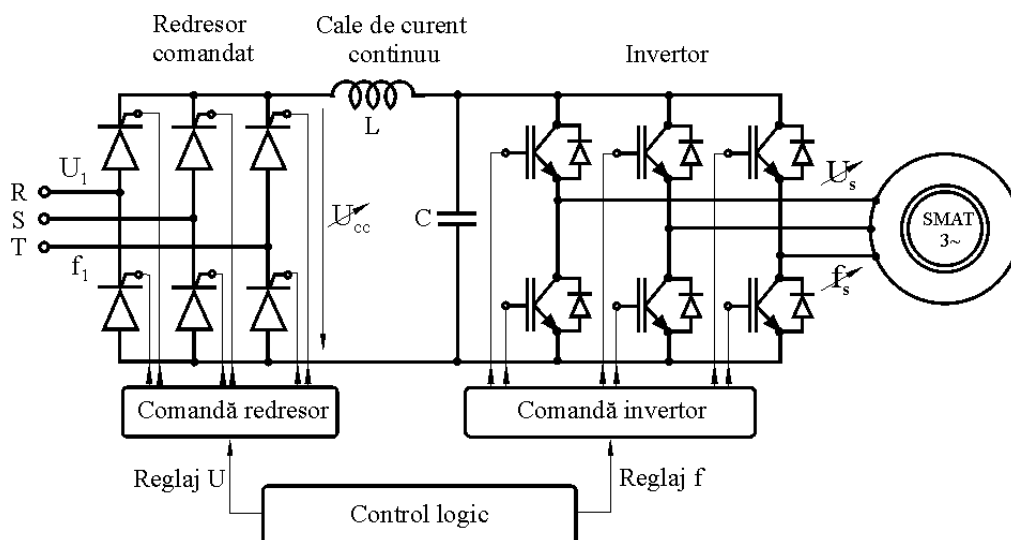


Fig. 3.4. Servomotor asincron trifazat alimentat cu un convertor static de tensiune – frecvență cu circuit intermediar de curent continuu.

Structura de forță a convertorului static de tensiune – frecvență cu circuit intermediar de curent continuu cuprinde în principal:

1. Un redresor trifazat comandat sau necomandat (cu tiristoare sau cu diode și mai modern cu tranzistoare de putere). Rolul acestuia este de a transforma energia electrică de curent alternativ de amplitudine și frecvența fixă preluată de la rețeaua de alimentare trifazată și a o transforma în energie electrică de curent continuu de valoare reglabilă.

2. Un circuit intermediar de curent continuu, care conține elemente de filtraj pentru tensiunea redresată (L, C). În funcție de ponderea reactanțelor inductive și capacitive una în raport cu cealaltă, circuitul intermediar de curent continuu poate juca rol de sursă de curent sau sursă de tensiune pentru invertorul care îi succede.

3. Un invertor trifazat, care transformă energia electrică de curent continuu de o anumită valoare în energie de curent alternativ de amplitudine impusă de tensiunea continuă și frecvență variabilă. Inițial, invertoarele utilizau în exclusivitate tiristoare, dar în ultimile două decenii acestea au fost înlocuite aproape în totalitate cu tranzistoare de putere.

După cum se poate remarca, un convertor static cu circuit intermediar de curent continuu, realizează o dublă conversie a energiei electrice: o conversie curent alternativ – curent continuu și o conversie curent continuu – curent alternativ, la alte valori ale tensiunii și frecvenței.

Conform schemei echivalente din figura 3.2, dacă se neglijează căderea de tensiune pe impedanța de scăpări a înfășurării primare (R_1 și X_{s1} se consideră a fi foarte mici), rezultă:

$$U_1 \approx Z_m I_m = X_m I_m = \omega L_m I_m = 2\pi f_1 w_1 k_{w1} \Phi_m, \quad (3.15)$$

în care Φ_m reprezintă valoarea maximă a fluxului fascicular într-o spiră. Această valoare maximă a fluxului este dată de valoarea maximă admisă a inducției, la care funcționarea mașinii este optimă.

Capacitatea de suprasarcină a mașinii asincrone se definește ca raportul dintre cuplul maxim dezvoltat de mașină M_{cr} și cuplul de sarcină M_s , căruia îi corespunde alunecarea s :

$$k_{sup} = \frac{M_{cr}}{M_s} \quad (3.16)$$

Dacă $s = s_n$ (alunecarea nominală), $M_s = M_n$ (cuplul nominal).

Conform relației (3.13), la parametri constanți ai mașinii, rezultă:

$$k_{sup} \sim \frac{U_1^2}{f_1^2 M_s} \quad (3.17)$$

Dacă mașina se alimentează la o tensiune diferită U_1' de frecvență f_1' , capacitatea de suprasarcină în noile condiții va fi:

$$k'_{sup} \sim \frac{U_1'^2}{f_1'^2 M'_s} \quad (3.18)$$

Reglarea vitezei se face în condiții optime dacă se menține capacitatea de suprasarcină constantă $k_{sup} = k'_{sup}$ și prin urmare:

$$\frac{U_1^2}{f_1^2 M_s} = \frac{U_1'^2}{f_1'^2 M'_s} \Rightarrow \frac{U_1^2}{U_1'^2} = \frac{f_1^2 M_s}{f_1'^2 M'_s}, \quad (3.19)$$

de unde:

$$\frac{U_1}{U_1'} = \frac{f_1}{f_1'} \sqrt{\frac{M_s}{M'_s}} \quad (3.20)$$

Relația (3.20) poartă numele de relația lui Kostenko. Considerând că reglarea vitezei se face la cuplu de sarcină constant $M_s = M'_s$, relația lui Kostenko devine:

$$\frac{U_1}{U_1'} = \frac{f_1}{f_1'} \Rightarrow \frac{U_1}{f_1} = \text{const.} \quad (3.21)$$

Reglajul vitezei prin menținerea raportului tensiune/frecvență constant se face numai pentru valori ale frecvenței mai mici decât frecvența nominală (figura 3.5, a). În domeniul frecvențelor mai mari decât frecvența nominală, menținerea constantă a raportului U_1/f_1 nu mai este posibilă, deoarece menținerea constantă a acestui raport ar conduce la creșterea tensiunii U_1 peste valoarea nominală, punându-se astfel în pericol izolația înfășurărilor statorice și dispozitivele semiconductoare (contactoarele statice) care intră în componența invertorului.

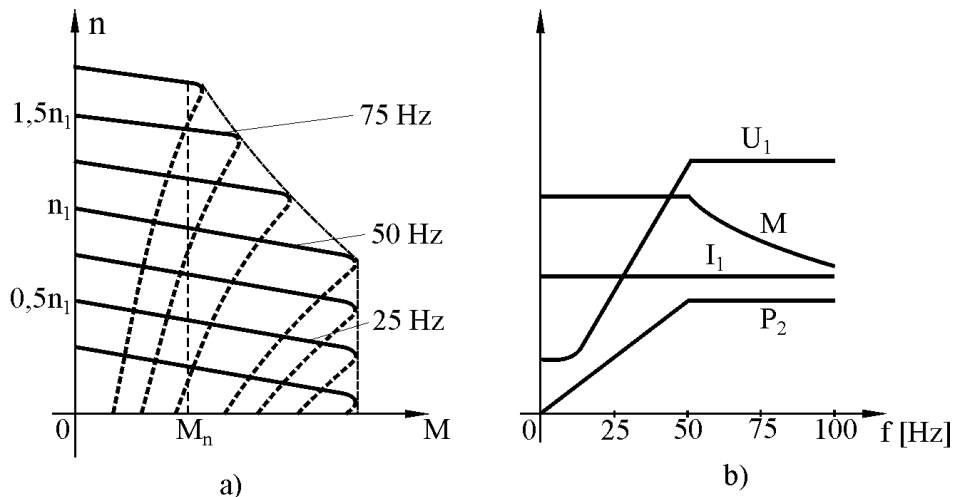


Fig. 3.5. Caracteristici pentru reglarea vitezei prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare:
a) – caracteristicile mecanice; b) – caracteristicile tensiunii de alimentare, cuplului, curentului statoric și puterii la arbore.

În domeniul frecvențelor mai mici decât frecvența nominală ($f_1 < f_{1n}$), cuplul maxim dezvoltat de mașină se menține constant, ceea ce înseamnă că reglarea vitezei se poate face la cuplu

de sarcină constant. În schimb, în domeniul frecvențelor mai mari decât frecvența nominală ($f_l > f_{ln}$), deoarece $U_l = const.$, cuplul maxim dezvoltat de mașină scade pe măsură ce crește frecvența. Aceasta înseamnă că reglarea vitezei în domeniul vitezelor mai mari decât viteza nominală se poate face la valori ale cuplului de sarcină mai mici decât cuplul de sarcină nominal.

Conform figurii 3.5,b), reglajul vitezei în domeniul valorilor mai mici decât viteza nominală se face la cuplul constant și putere utile variabilă, pe când în domeniul vitezelor mai mari decât viteza nominală, reglarea vitezei se face la putere utilă constantă, cuplul dezvoltat de mașină devenind cu atât mai mic cu cât frecvența tensiunii de alimentare crește.

În domeniul frecvențelor foarte mici, tensiunea de alimentare U_l nu scade sub o anumită valoare, deoarece la frecvențe suficient de mici, reactanța inductivă a înfășurărilor statorice devine egală sau chiar mai mică decât rezistența ohmică a acestora. Pentru a compensa căderea de tensiune pe rezistența înfășurărilor statorice, tensiunea de alimentare nu poate scade sub o anumită valoare dacă se lucrează în domeniul frecvențelor foarte mici (la pornire și în momentele imediat următoare).

2. Servomotoare asincrone bifazate

Servomotoarele asincrone bifazate (SAB) se utilizează ca *elemente de execuție* în sistemele de automatizare, datorită unor *avantaje* pe care le prezintă în raport cu alte tipuri de servomotoare (de c.c., de exemplu), și anume:

- construcție simplă și robustă;
- absența parazitilor radiofonici (nu prezintă contacte electrice alunecătoare);
- stabilitate bună în timp a caracteristicilor de funcționare;
- prezența fenomenului de autofrânare.

Principalele *dezavantaje ale SAB – ului* sunt:

- dimensiuni de gabarit mai mari pentru o putere egală cu a altor tipuri de servomotoare (de c.c., sincrone);
- randament și factor de putere scăzute;
- cuplul de pornire relativ mic (comparativ cu servomotoarele de c.c.).

Particularități constructive ale servomotoarelor asincrone bifazate

Din punct de vedere constructiv, *statorul* este realizat din tole, cu crestături, în care se introduc două înfășurări decalate la 90 grade electrice. Una din înfășurări, numita *de excitație*, E , este conectată la rețeaua monofazată, iar, cealaltă, numita *de comandă*, C , se alimentează de la aceeași sursă sau de la o sursă separată, tensiunea aplicată fiind reglabilă ca amplitudine sau (și) ca fază, în raport cu tensiunea aplicată înfășurării de excitație. Cele două surse sunt de aceeași frecvență, dar pot fi și de frecvențe diferite, dacă se cere o comandă reversibilă. La motoarele de foarte mică putere, statorul posedă o înfășurare continuă, iar din patru puncte, situate la periferie, la unghiul electric de $\pi/2$ radiani se scot prize – două pentru înfășurarea de excitație (la p radiani între ele), respectiv, alte două pentru înfășurarea de comandă.

Rotorul se întâlnește în una din variantele prezentate în figura 3.6:

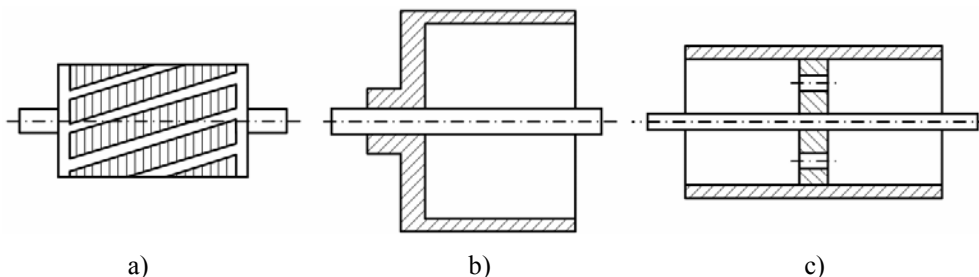


Fig. 3.6. Forme constructive ale rotorului pentru servomotoarele asincrone bifazate.

- cu colivie (de rezistență echivalentă mărită) – figura 3.6, a);

- în formă de pahar neferomagnetic (Al sau aliaje) – figura 3.6, b);
- sub forma de cilindru gol feromagnetic – figura 3.6, c).

În cazul *SAB – ului cu rotor pahar din material neferomagnetic* (figura 3.7), grosimea paharului este de 0,2 – 0,3 mm. Pentru închiderea liniilor de câmp se utilizează un stator interior din tole feromagnetice. Întrefierul total al mașinii, compus din întrefierul dintre statorul exterior și rotorul pahar, grosimea paharului, respectiv, întrefierul dintre rotorul pahar și statorul interior, are valori mari: 0,7 – 1 mm. Din acest motiv, solenația necesară menținerii fluxului în mașină este destul de mare, curentul de magnetizare ajungând la 90% din curentul nominal. Avantajul principal al servomotoarelor cu rotor în formă de pahar constă în absența miezului feromagnetic și a creștăturilor rotorice, fapt ce duce la eliminarea cuplurilor parazite și a fenomenelor de „prindere magnetică” și totodată, la un reglaj fin al vitezei, fără șocuri.

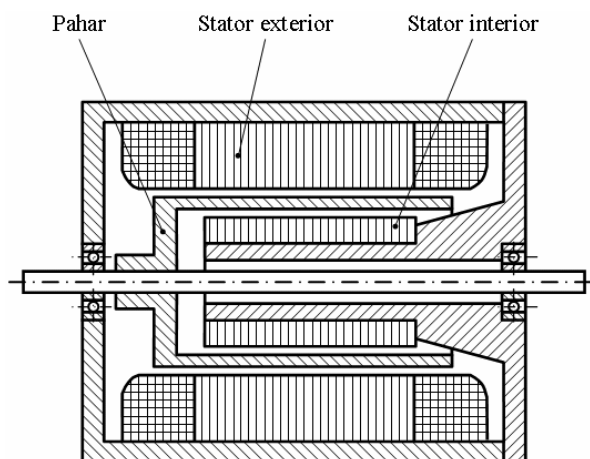


Fig. 3.7. Servomotor asincron bifazat cu rotor în formă de pahar.

În cazul *rotorului din material feromagnetic*, paharul cilindric are o grosime de 2 – 3 mm și este fixat de arbore cu ajutorul unor rondelle din oțel care joacă rolul atât de inel de scurtcircuitare cât și de cale de închidere a liniilor de câmp magnetic. Cu toate că întrefierul este mic (0,2 – 0,3 mm), curentul de magnetizare are, totuși, valori mari din cauza saturației puternice a cilindrului rotoric. Rezistența echivalentă a rotorului, mărită din cauza efectului pelicular pronunțat, va conduce, pe de o parte, la caracteristici mecanice și de reglaj liniare, iar pe de altă parte, la randamente scăzute și o reducere a cuplului la arbore. Pentru a micșora aceste dezavantaje, rotoarele se pot acoperi cu un strat de cupru de (0,005 – 0,1) mm și de 1 mm pe rondea, dar întrefierul va crește și caracteristicile își strică, întrucâtva forma.

Deoarece, la astfel de mașini pot apărea cupluri de atracție magnetică unilaterală, cupluri parazite, vibrații, iar momentul lor de inerție este mărit față de soluția cu rotor pahar, utilizarea servomotoarelor cu rotor feromagnetic în sistemele de automatizări este restrânsă și aplicată, doar, acolo unde nu se cer viteze de răspuns prea mari.

Scheme de alimentare ale servomotorului asincron bifazat

Cele două înfășurări ale *SAB – ului*, de excitație și de comandă, se alimentează de la tensiuni diferite ca amplitudine sau ca defazaj. Câmpul magnetic rezultat este eliptic, iar modificarea amplitudinii câmpului invers în raport cu cel direct conduce, la modificarea cuplului rezultat, deci a vitezei rotorului.

Asadar, în cazul alimentării înfășurărilor de la aceeași rețea monofazată, se pot utiliza schemele din figura 3.8.

În figura 3.8 a), se prezintă o schemă în care se modifică amplitudinea tensiunii aplicate înfășurării de comandă, în condițiile menținerii constante a defazajului dintre cele două tensiuni ($\Psi = 90^0$). Defazajul dintre tensiuni se realizează cu un condensator sau cu un regulator de fază.

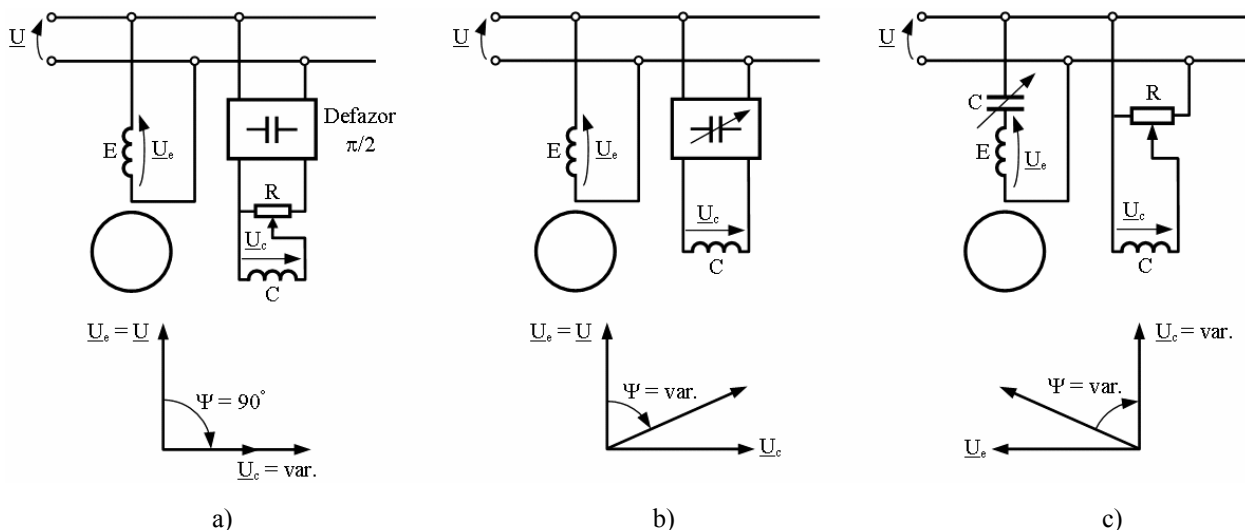


Fig. 3.8. Variante de alimentare a SAB de la aceeași rețea monofază.

În figura 3.8 b), se alimentează înfășurarea de comandă prin intermediul unui element defazor, care menține totuși, amplitudinea tensiunii \underline{U}_c constantă, dar defazajul se poate modifica. În ambele variante, tensiunea aplicată înfășurării de excitație se menține aceeași, egală cu tensiunea rețelei.

În figura 3.8 c), se prezintă o variantă de modificare atât a defazajului dintre cele două tensiuni cât și a amplitudinii tensiunii de comandă.

Funcționarea servomotorului asincron bifazat

Din punct de vedere al caracteristicii mecanice, $M = f(n)$, servomotorul asincron bifazat se deosebește de motoarele asincrone normale prin aceea că *rezistența rotorului are valoare mare*. În figura 3.9 sunt prezentate comparativ caracteristicile mecanice ale unui motor asincron normal (curba 1) și respectiv, ale unui servomotor asincron bifazat, în condițiile unui câmp învârtitor circular (curba 2).

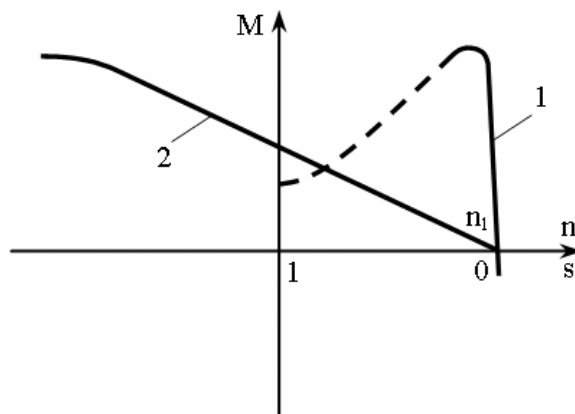


Fig. 3.9. Caracteristica mecanică a motorului asincron (1) și a servomotorului asincron bifazat.

Altfel spus, servomotoarele asincrone cu rotor pahar au *caracteristica mecanică univocă*, iar alunecarea critică (maxima), s_{cr} este mare, depășind, de obicei, valoarea 2. Totodată, caracteristica mecanică devine aproape o dreaptă (extinzându-se mult porțiunea liniară), dar cuplul este redus, comparativ, cu un motor normal, mai ales la viteze ridicate. Valoarea ridicată a rezistenței rotorice explică randamentul relativ scăzut al servomotoarelor asincrone bifazate, comparativ cu cele asincrone normale la puteri echivalente.

Servomotorul prezintă, în schimb, *avantajul autofrânării*; adică, dacă se întrerupe alimentarea înfășurării de comandă, viteza sa scade brusc la zero.

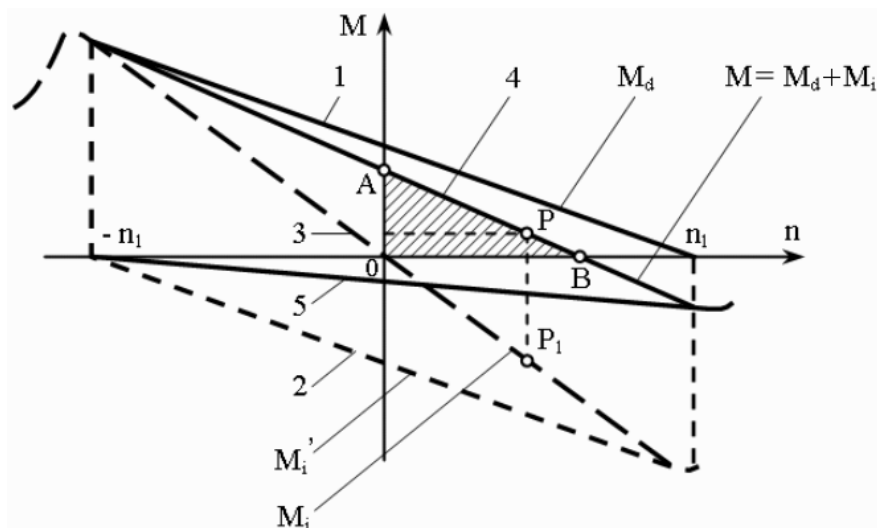


Fig. 3.10. Explicarea fenomenului autofrânării servomotorului asincron bifazat.

În figura 3.10 este explicat fenomenul autofrânării SAB-ului. Se presupune că SAB-ul este alimentat de la un sistem bifazat simetric, astfel încât *câmpul magnetic este învârtitor circular*. Punctul de funcționare se găsește în cadranul 1 (neprecizat pe desen). În situația când se *întrerupe alimentarea înfășurării de comandă, câmpul magnetic în mașina devine alternativ* (mai exact, pulsatoriu) și se poate descompune în două câmpuri învârtitoare de sensuri contrare, care produc *un cuplu direct* (cu alura curbei 1 pe desen) și *un cuplu invers* (cu alura curbei 2).

Cuplul rezultat (curba notată cu 3) se obține prin adunarea punct cu punct a celor două curbe (1 și 2). Această curba (3) trece prin origine și arată că *la viteze pozitive corespunde un cuplu negativ (de frânare al rotorului)*.

Se consideră că SAB-ul este alimentat la ambele înfășurări, astfel încât câmpul magnetic este eliptic; acest câmp se descompune în două câmpuri circulare, unul direct și altul invers, iar cuplurile corespunzătoare, direct și invers, reprezentate în figură prin curbele 1 și 5. În urma compunerii lor, se va obține curba rezultantă 4. Punctul de funcționare P se găsește în porțiunea din primul cadran al curbei 4 (segmentul AB), corespunzător unui anumit cuplu al SAB-ului, egal în modul cu valoarea cuplului rezistent al mașinii de lucru (Cuplu de sarcină) și unei anumite viteze, mai mică decât viteza (turația) de sincronism, n_1 .

În momentul întreruperii alimentării înfășurării de comandă, în mașină câmpul devine, din nou, pulsatoriu, iar caracteristica $M = f(n)$ devine curba 3, astfel încât punctul de funcționare se deplasează, brusc, din P în P_1 (întrucât, în primul moment, viteza de rotație se conservă). Punctului P_1 îi corespunde un cuplu al SAB-ului negativ, în același sens cu cuplul rezistent, având ca efect frânarea rotorului, punctul de funcționare deplasându-se rapid spre O , până la oprire. Acest fenomen de autofrânare se manifestă numai dacă înfășurarea de excitație rămâne alimentată de la rețea.

Se mai face precizarea că, în funcționarea SAB-ului *cu ambele înfășurări alimentate*, funcție de amplitudinile celor două tensiuni și defazajele dintre ele, *punctul de funcționare se găsește pe o caracteristică, a cărei porțiune din primul cadran se plasează între origine și caracteristica ideală (corespunzătoare alimentării înfășurărilor pentru care, în mașină, se obține un câmp învârtitor circular)*. Pentru ca SAB-ul să prezinte autofrânare este necesară îndeplinirea condiției: rezistența rotorică raportată trebuie să fie mai mare decât suma dintre reactanța de magnetizare și reactanța de dispersie raportată a rotorului.

Comanda servomotoarelor asincrone bifazate

Cuplul electromagnetic, respectiv viteza de rotație a SAB-ului, se poate modifica prin:

- comanda amplitudinii tensiunii aplicate înfășurării de comandă, $U_c = \text{variabil}$;
- comanda fazei tensiunii de comandă \underline{U}_c , $\Psi = \text{variabil}$;

· comanda mixtă, atât a amplitudinii U_c cât și a fazei Ψ .

În cele ce urmează, se vor analiza doar primele două metode de comandă, deoarece rezultatele obținute vor furniza informații despre comanda mixtă.

Tensiunea aplicată înfășurării de excitație va avea expresia:

$$\underline{U}_e = U_e \cdot e^{j\omega t} \quad (3.22)$$

În funcție de aceasta, tensiunea aplicată înfășurării de comandă se poate scrie sub forma:

$$\underline{U}_c = \lambda \cdot U_e \cdot e^{-j\Psi}, \quad (3.23)$$

în care $\lambda = U_c/U_e$ poartă numele de *coeficient de semnal*, fiind raportul dintre valorile efective ale tensiunilor de comandă și de excitație, iar Ψ este defazajul dintre aceste tensiuni. Cuplul mediu dezvoltat de mașină (conform ecuațiilor generale în complex ale mașinii bifazate cu rotor neted), va avea expresia:

$$M = -\frac{p \cdot v \cdot U_e}{\omega_s \cdot R} (1 + \lambda^2) + \frac{p}{\omega_s \cdot R} \cdot \operatorname{Re}(j \cdot \lambda \cdot U_e^2 \cdot e^{-j\Psi} - j \cdot \lambda \cdot U_e^2 \cdot e^{j\Psi}), \quad (3.24)$$

în care pe lângă mărimile definite mai sus, mai intervin: p – numărul de perechi de poli, $v = \omega_r/\omega_s$, – viteza relativă (ω_r – viteza rotorului, ω_s – viteza câmpului învârtitor statoric), R – rezistența înfășurării rotorice.

Tinând cont de formulele lui Euler: $e^{j\Psi} - e^{-j\Psi} = -2j \cdot \sin\Psi$, va rezulta expresia cuplului mediu:

$$M = \frac{2 \cdot p \cdot \lambda \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} \cdot \sin\Psi - v \cdot \frac{p \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} (1 + \lambda^2). \quad (3.25)$$

Cuplul de pornire corespunde cazului în care $\omega_r = 0$, $v = 0$, și se deduce din relația de mai sus:

$$M_p = \frac{2 \cdot p \cdot \lambda \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} \cdot \sin\Psi. \quad (3.26)$$

Valoarea maximă a cuplului de pornire corespunde cazului $\lambda = 1$ și $\sin\Psi = 1$, când câmpul magnetic în mașina este învârtitor circular, adică:

$$M_{pm} = \frac{2 \cdot p \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R}. \quad (3.27)$$

Pentru a obține caracteristicile mecanice în mărimi relative, se va face raportarea cuplului la valoarea maximă M_{pm} :

$$m_e = \frac{M}{M_{pm}} = \lambda \cdot \sin\Psi - v \cdot \frac{1 + \lambda^2}{2}. \quad (3.28)$$

Caracteristicile mecanice $m_e = f(v)$, pentru comanda în amplitudine, deci, pentru diverse valori ale lui $\lambda = \text{const.}$, sunt reprezentate în figura 3.11.

Caracteristicile ideale sunt drepte, trasate cu linie întreruptă în figura 3.11, a căror intersecție cu axa ordonatelor are valoarea λ . Se consideră cazul $\sin\Psi = 1$. Panta caracteristicilor este o dependență pătratică de λ , astfel încât familia de drepte se apropie de un fascicul: la coeficienți de semnal mici cuplul de pornire scade mai mult decât viteza de mers în gol ideal, sau altfel spus, la λ mici, viteza scade mai mult odată cu creșterea cuplului (egal în modul cu cuplul rezistent static). În cazurile reale, aceste caracteristici devin *neliniare* (curbele trasate cu linie plină în figura 3.11).

Caracteristicile mecanice la comanda în fază, pentru diverse valori $\sin\Psi = \text{const.}$, sunt prezentate în figura 3.12. Aceste caracteristici, pentru $\lambda = 1$, sunt drepte de ecuații:

$$m_e = \sin\Psi - v, \quad (3.29)$$

având aceeași pantă (trasate cu linii întrerupte). Caracteristicile reale sunt curbe de alură asemănătoare celor ideale (trasate cu linii pline în figura 3.12).

Caracteristicile de reglaj *ale vitezei la cuplu constant* se definesc prin dependențele: $v = f(\lambda)$ - la comanda în amplitudine, respectiv, $v = f(\sin\Psi)$ - la comanda în fază.

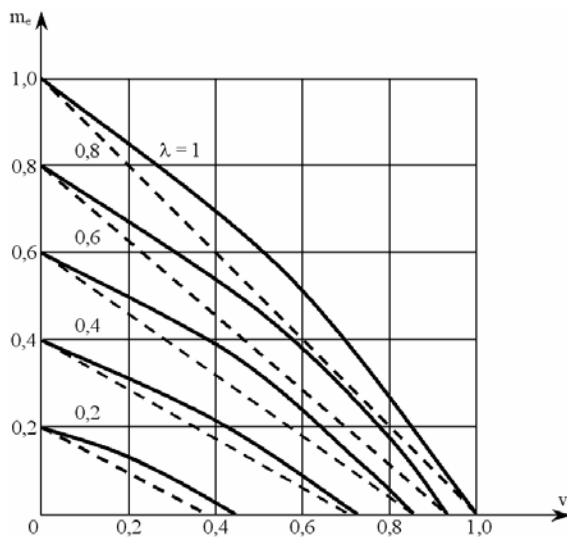


Fig. 3.11. Comanda în amplitudine.

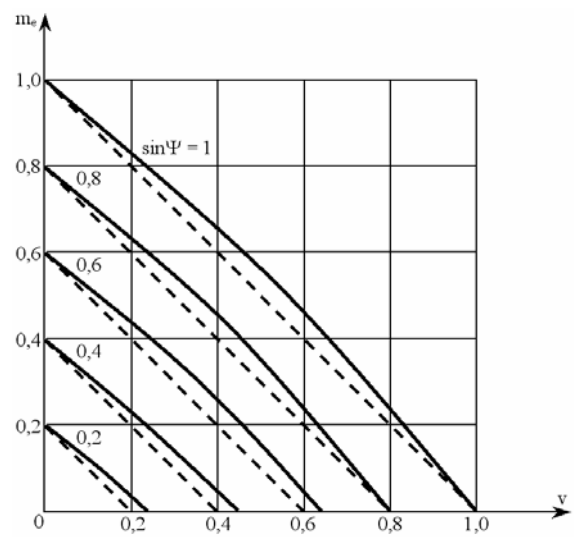


Fig. 3.12. Comanda în fază.

În figura 3.13 este prezentată familia de caracteristici de reglaj $v = f(\lambda)$ pentru $m_e = \text{const.}$, (în cazul ideal, cu linii întrerupte), conform relației:

$$v = \frac{2\lambda}{1+\lambda^2} - \frac{2}{1+\lambda^2} \cdot m_e, \quad (3.30)$$

adică în cazul $\sin\Psi = 1$. Aceste dependențe sunt neliniare, în sensul că la tensiuni de comandă mici, viteza motorului crește mai mult, stabilizându-se, oarecum, la comenzi ridicate (în figura, caracteristicile reale sunt prezentate, tot cu linie plină).

În figura 3.14 este trasată familia de caracteristici de reglaj la comanda în fază, $v = f(\sin\Psi)$, la $m_e = \text{const.}$ Caracteristicile ideale (cu linie întreruptă) sunt drepte, iar în cazul real (linie plină) prezintă o ușoară neliniaritate. S-a considerat $v = 1$.

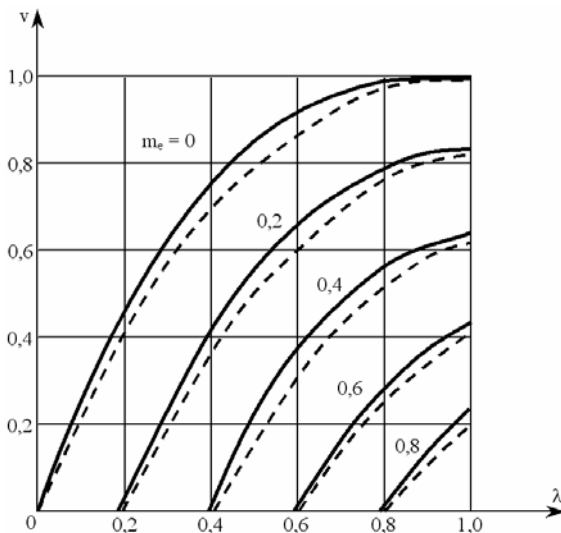


Fig. 3.13. Caracteristici de reglaj $v = f(\lambda)$.

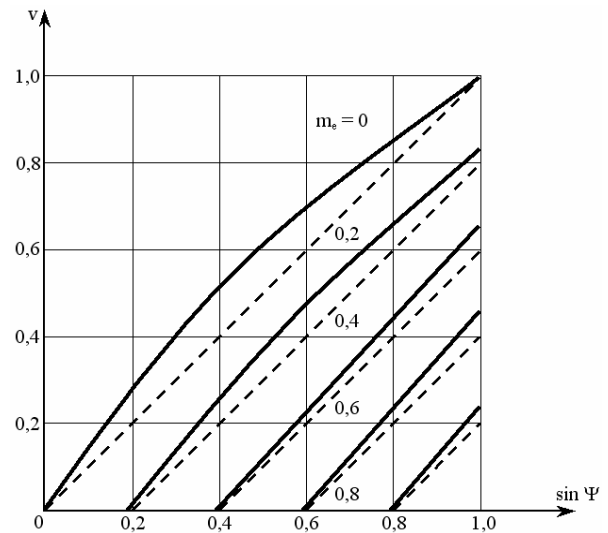


Fig. 3.14. Caracteristici de reglaj $v = f(\sin\Psi)$.

Din cele prezentate mai sus, rezultă următoarele concluzii:

- la **comanda în amplitudine** caracteristicile mecanice sunt, aproximativ, *drepte de pantă diferite, dependente de pătratul coeficientului de semnal, mai dezavantajoase*, din acest punct de vedere, decât cele ale servomotoarelor de curent continuu;

- la **comanda în fază** se obțin caracteristici mecanice de pantă constantă, asemănătoare cu cele ale servomotoarelor de curent continuu; de aceea, în sistemele automate liniare, se preferă acest mod de comandă. În schimb, realizarea practică este mai costisitoare, implicând utilizarea unui regulator de fază.

3. Tahogeneratoare asincrone

Tahogeneratoarele asincrone bifazate cu rotor neferomagnetic în forma de pahar au o largă răspândire în automatizări, datorită anumitor avantaje, cum ar fi:

- frecvența semnalului de ieșire nu depinde de viteza tradusă;
- erorile de amplitudine și de fază sunt reduse;
- absența contactelor alunecătoare;
- inerție redusă.

Construcția tahogeneratoarelor asincrone

Funcționarea tahogeneratoarelor asincrone

Din punct de vedere al construcției, tahogeneratoarele asincrone bifazate (TAB), se aseamănă cu SAB-ul cu rotor în forma de pahar (figura 3.6, b). Există, însă și unele particularități. Astfel, la TAB-urile de gabarite reduse, se plasează pe statorul exterior o înfășurare continuă (în inel); de la două puncte diametral opuse se scot bornele de alimentare ale înfășurării de excitație, iar de la alte două puncte, în cuadratura, se scot bornele înfășurării de sarcină. Mai există și varianta constructivă în care ambele înfășurări sunt plasate pe statorul interior.

Întrucât aceste tahogeneratoare evaluează viteza de rotație a servomotoarelor utilizate în diverse acționări, există și execuții la care TAB - ul este în construcție înglobată cu servomotorul a cărui viteză se traduce, arborele acestor două mașini fiind comun.

Pentru a analiza funcționarea unui TAB, se consideră că rotorul prezintă conductoare introduse în creștături (o colivie). În realitate, paharul rotoric este echivalent cu un rotor având un număr infinit de bare scurtcircuitate. Se presupune că rotorul este imobil (figura 3.15, a), iar înfășurarea de excitație este alimentată de la o sursă cu frecvența f_1 .

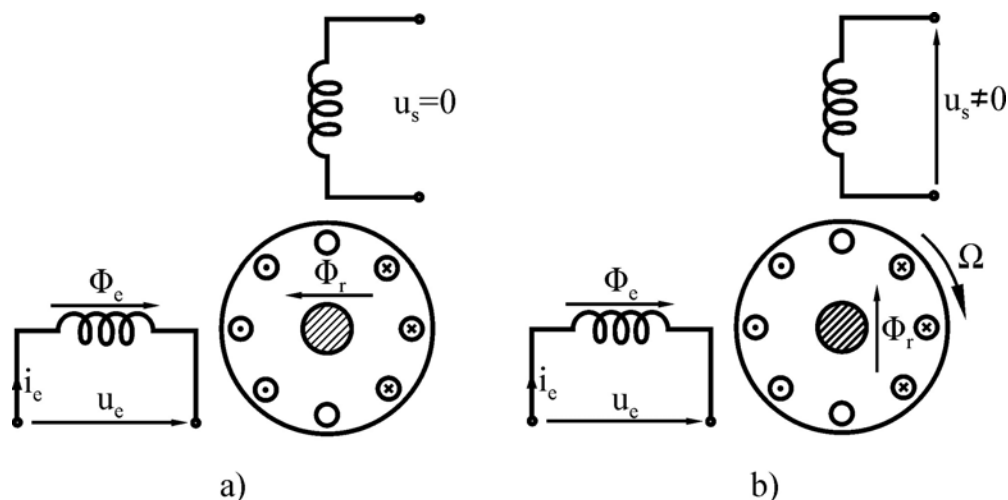


Fig. 3.15. Tahogeneratorul asincron bifazat.

Fluxul Φ_e este alternativ și induce în spiarele rotorice tensiuni, care vor da naștere unor curenți, analog ca la un transformator cu secundarul în scurtcircuit. Fluxul rotoric, de reacție, ce apare, este orientat pe direcția axei orizontale și tinde să anuleze fluxul Φ_e .

Fluxul rotoric, Φ_r , are, deci, direcția perpendiculară pe axa înfășurării de sarcină și, ca urmare, tensiunea indusă în aceasta înfășurare este nulă.

În cazul când rotorul este antrenat cu viteza Ω , fluxul de excitație induce în conductoarele rotorice, pe lângă tensiunea statică – din cazul când viteza este nulă – și o tensiune de rotație. Curenții rotorici corespunzători tensiunii de rotație induse au sensurile indicate în figura 3.15, b) încât rotorul se poate considera ca având și o înfășurare a cărei axă este pe direcția înfășurării de sarcină. Acum înfășurarea rotorică crează și un flux Φ_r orientat pe direcția axei înfășurării statorice de sarcină, flux care induce, în aceasta, o tensiune u_s . Tensiunea de rotație indusă în rotor

este proporțională cu viteza Ω , deci și cu fluxul Φ_r , adică și tensiunea indusă u_s are amplitudinea proporțională cu viteza de rotație.

Frecvența tensiunii induse u_s este egală cu f_l , iar amplitudinea sa este, deci proporțională cu viteza de rotație Ω . Frecvența de alimentare a TAB-ului este, de obicei de 50 sau 400 Hz.

Caracteristicile tahogeneratoarelor asincrone bifazate

Dependența tensiunii de mers în gol $U_{s0} = f(v)$, în care $v = \Omega/\Omega_l$, poartă denumirea de *caracteristici de mers în gol* ale tahogeneratorului asincron bifazat. Forma acestor caracteristici este prezentată în figura 3.16.

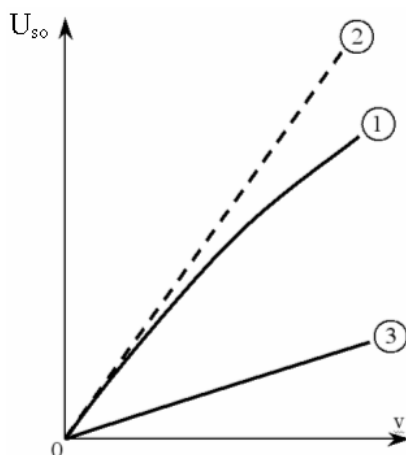


Fig. 3.16. Caracteristicile de mers în gol ale tahogeneratorului asincron bifazat.

Din figura de mai sus, rezultă că, chiar la mersul în gol, dependența $U_{s0} = f(v)$, nu este o dreaptă, aceasta caracteristică prezentând o curbare mai pronunțată la viteze mai mari (figura 3.16, curba 1). Față de un tahogenerator ideal (curba 2, în figura 3.16) TAB-ul prezintă o eroare de liniaritate, cu atât mai mare cu cât viteza relativă v este mai mare.

Acesta este motivul pentru care este recomandat ca aceste tahogeneratoare să lucreze la viteze mult mai mici decât viteza de sincronism, de obicei, în limitele (10 – 20)%. Se justifică, astfel, utilizarea frecvențelor ridicate pentru alimentarea înfășurării de excitație (400 Hz).

Eroarea de liniaritate este cu atât mai mică cu cât rezistența statorului și reactanța de scăpări statorică sunt mai mici. Liniaritatea acceptabilă a caracteristicii $U_{s0} = f(v)$ se obține prin creșterea rezistenței echivalente a rotorului.

În schimb, creșterea rezistenței echivalente a rotorului micșorează valoarea tensiunii induse (curba 3 în figura 3.16).

Din acest motiv se construiesc rotoare din materiale cu rezistivitate mărită (bronz fosforos sau aliaje de aluminiu), dar care să prezinte o rezistență mecanică ridicată, întrucât grosimea paharului trebuie să fie cât mai mică.

La funcționarea tahogeneratorului în sarcină apare o variație a tensiunii dependentă de valoarea sarcinii, de forma:

$$\underline{U}_s = \underline{U}_{s0} - \underline{Z}_1 \underline{I}_s, \quad (3.31)$$

adică, pentru o anumită viteză, tensiunea \underline{U}_s diferă față de \underline{U}_{s0} , această diferență depinzând de caracterul sarcinii (de \underline{I}_s ca modul și defazaj). Printr-o adaptare corespunzătoare a sarcinii este posibilă, chiar, liniarizarea caracteristicii, soluție valabilă în cazul sarcinilor activ – capacitive. Practic se recurge la utilizarea unor condensatoare conectate în paralel cu sarcina, cu rolul de compensare al erorilor.

O altă eroare întâlnită la TAB este cea datorată „tensiunii reziduale”, adică, chiar, la viteza nulă a rotorului, în înfășurarea de sarcină se induce o tensiune de valoare redusă. Acest fapt se datorează unor imperfecțiuni constructive inerente:

- nerealizarea concentricității celor două statoare, interior și exterior;
- decalarea spațială, a înfășurărilor, la un unghi diferit de 90° , etc.

În scopul micșorării acestor erori, se utilizează înfășurări suplimentare statorice de compensare, alimentate de la aceeași sursă ca înfășurarea de excitație principală. Se poate obține o diminuare a acestor erori la construcțiile cu înfășurări de excitație pe unul din statoare și înfășurarea de lucru (sarcină) pe celalalt stator dacă, cu ocazia, montării mașinii se rotește unul dintre statoare în poziția pentru care tensiunea reziduală, măsurată cu precizie, este minimă, poziție în care se realizează blocarea statorului respectiv.

Erorile de temperatură care apar se pot compensa dacă se folosesc rezistențe neliniare, cu caracteristici adecvate, în general cu un coeficient de temperatură negativ.