

# Capitolul 8

## MASINI ELECTRICE SPECIALE

### 8.1 Introducere

Masinele electrice speciale constituie componente de o deosebita importanta pentru sistemele automate îndeplinind functii diverse: elemente de executie, traductoare, amplificatoare, etc. O data cu dezvoltarea productiei de instalatii automate complexe, care implica producerea componentelor discrete de putere la frecvente ridicate, a circuitelor larg integrate, a microprocesoarelor, a minicalculatoarelor de proces, a interfetelor si traductoarelor, s-a trecut la realizarea unor serii de masini electrice speciale având posibilitati de adaptare eficienta în asemenea scopuri. In ultimii ani s-a acordat o deosebita atentie proiectarii si realizarii în tara noastra a diverselor tipuri de masini electrice speciale, dintre care enumeram: servomotoare de curent continuu cu excitatie electromagnetica si, respectiv, excitate cu magneti permanenti, servomotoare asincrone bifazate, motoare sincrone cu reluctanta variabila, motoare cu histerezis, motoare pas cu pas, servomotoare sincrone fara perii (cu comutatie statica), selsine, inductosine, transformatoare rotative, tahogeneratoare de c.c. si de curent alternativ.

Spre deosebire de masinile electrice clasice, care au la baza functionarii lor principiile generale ale conversiei electromecanice ale energiei (cel mai important fiind cel al *inductiei electromagnetice*), la masinile electrice speciale se mai utilizeaza si alte efecte cum ar fi cel al *histerezisului magnetic*, al *inductiei unipolare*, al *anizotropiei de forma*.

Combinarea diverselor principii conduce la obtinerea unor masini speciale care, desi, în general, au o constructie similara cu masinile clasice, pot avea caracteristici de functionare adecvate scopului urmarit. Ca exemple, în acest sens, pot fi date masinile cu comutatie statica, masinile amplificatoare, motoarele cicloidale (cu rotor rulant), traductoarele de pozitie.

Datorita spatiului limitat al lucrarii de fata, în acest capitol, vor fi prezentate doar o parte din masinile speciale utilizate în practica, insistându-se pe acelea care au o arie mai mare de raspândire.

Trebuie precizat, totodata, ca *realizarea acestor masini speciale* nu ar fi fost posibila fara aparitia, pe plan mondial, a *unor noi tehnologii si a unor noi materiale*. Revolutia produsa, în cadrul masinilor electrice speciale, este, în acelasi timp, rezultatul atât al aparitiei de noi magneti permanenti (magnetii permanenti pe baza de pamânturi - rare) cât si al dezvoltarii impetuoase a electronicii.

## 8.2 Masini electrice speciale de curent continuu

În categoria masinilor speciale de curent continuu, întâlnite frecvent în componenta sistemelor automate, intra *servomotoarele si tahogeneratoarele de curent continuu*.

Servomotoarele de curent continuu sunt destinate sa converteasca semnalul electric, de forma unei tensiuni amplificate venita de la un traductor, într-o miscare de rotatie a unui arbore. Mecanismul, cuplat mecanic la arbore, executa, astfel, operatia comandata.

Un servomotor trebuie sa prezinte o serie de caracteristici deosebite, cum ar fi:

- reglaj de viteza în limite foarte largi, prin procedee simple;
- caracteristici de reglare si mecanice, pe cât posibil, liniare;
- cuplu de pornire mare;
- capacitate de suprasarcina ridicata;
- gabarit si greutate specifica mica;
- constanta electromecanica de timp redusa;
- absenta autopornirii, etc.

Dezavantajele servomotoarelor de curent continuu – prezenta colectorului si a fenomenelor de comutatie, zgomotul mare, fiabilitatea scazuta – limiteaza utilizarea acestora în medii explozive sau cu mult praf.

### Constructia servomotoarelor de curent continuu

Din punct de vedere constructiv, servomotoarele cuprind aceleasi elemente ca si masinile clasice de curent continuu, particularitatile constructive fiind dictate de gabaritele mici, constantele de timp reduse, gama de viteza impusa etc.

Se disting urmatoarele tipuri constructive de servomotoare:

- cu rotor cilindric cu crestaturi;
  - cu rotor disc (*întrefier axial*);

- cu rotor în forma de pahar;
- cu rotor cilindric fara crestaturi.

În ceea ce priveste tipul de excitatie folosit, exista variantele:

- cu excitatie electromagnetica (separata, serie);
- cu excitatie cu magneti permanenti;
- cu excitatie hibrida (electromagnetica si cu magneti permanenti).

Servomotoarele cu excitatie electromagnetica se construiesc, în general, pentru puteri mari, dar, în ultimul timp, se utilizeaza, tot mai frecvent, magnetii permanenti, datorita unor avantaje: dimensiuni mai mici, randamente mai bune, probleme de racire mai simple.

### ***Servomotorul cu rotor cilindric cu crestaturi***

Din punct de vedere constructiv se apropie mult de masinile de c.c. clasice. Statorul, cilindric, constituie un jug înconjurat de carcasa, iar înspre interior cuprinde inductorul, sub forma clasica a polilor de excitatie care prezinta înfasurari, respectiv, a magnetilor permanenti, iar, în unele cazuri, atât înfasurari cât si magneti permanenti.

Servomotoarele cu excitatie electromagnetica se folosesc, în general, la puteri mari. Circuitul magnetic se realizeaza din tole si prezinta, la puteri mari, înfasurari de compensatie precum si poli auxiliari. Îmbunatatirea continua a caracteristicilor magnetilor permanenti a dus la înlocuirea treptata a excitatiilor electromagnetice cu excitatii cu magneti permanenti chiar si la puteri mai mari. Astfel, de-a lungul anilor s-au utilizat: magneti din Alnico, magneti din ferita, magneti pe baza de pamânturi – rare ( $\text{SmCo}_5$ ,  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ,  $\text{NdFeB}$ ). Caracteristicile diferite ale magnetilor permanenti au impus si adoptarea unor variante constructive deosebite.

Astfel, în cazul magnetilor din Alnico, datorita valorii scazute a intensitatii câmpului magnetic coercitiv, pentru a împiedica demagnetizarea rapida a acestora în cazul unor câmpuri de reactie puternice, s-a adoptat o varianta constructiva la care magnetii sunt dispusi pe coarda [1]. La o astfel de varianta constructiva, carcasa nu mai joaca un rol activ (de închidere a liniilor de câmp magnetic) putând fi realizata din aluminiu. În cazul utilizarii magnetilor din ferita, datorita inductiei remanente mici a acesteia, numarul de poli din masina este mult sporit, ajungând la o valoare, aproape, dubla fata de varianta utilizarii magnetilor din Alnico (uzual pentru ferita se utilizeaza 10÷12 poli, în timp ce pentru Alnico numarul de poli este limitat la 4÷8) [1], [2], [3].

În cazul utilizarii magnetilor permanenti din pamânturi – rare, datorita valorilor ridicate atât ale inductiei remanente cât si ale intensitatii câmpului magnetic coercitiv (si, totodata, al energiilor specifice maxime), numarul de poli are valori mici si, în acelasi timp, sunt diminuate si dimensiunile magnetilor; pe ansamblu, dimensiunile de gabarit ale servomotorului sunt reduse fata de cazurile anterioare.

Servomotoarele cu rotor cilindric au, în general, *lungimea mult mai mare decât diametrul*, ceea ce face ca, spre deosebire de motoarele clasice, sa prezinte *un moment de inertie mai mic*. Totodata, crestaturile sunt deschise pentru a reduce efectele comutatiei, iar numarul de spire pe sectia rotorica este redus la minimum (uneori chiar la valoarea  $w_s = 1$ ). În acelasi timp, crestaturile rotorice se înclina pe directia generatoarei pentru a limita variatiile de reluctanta ale sistemului stator – rotor.

Vitezele de rotatie - pentru care se construiesc - variaza între 500[rad/s], la servomotoarele mici cu o pereche de poli si 100[rad/s] la servomotoarele mari având 5 ÷ 6 perechi de poli. Vitezele maxime sunt limitate din considerente mecanice si de comutatie.

Valorile tipice ale rezistentei rotorului si ale inductivitailor se încadreaza în domeniul (0,2 ÷ 1,5)[ $\Omega$ ] si (0,7 ÷ 4)[mH], ceea ce conduce la constante de timp electrice, în general, sub 10 [ms], mai mari, însa, decât la celelalte servomotoare de curent continuu.

### *Servomotorul cu rotor disc*

Aceste servomotoare sunt realizate prin dispunerea unei înfasurari de tip ondulat pe un disc de fibre de sticla, disc care se roteste prin fata unor magneti permanenti plasati axial (figura 8.1).

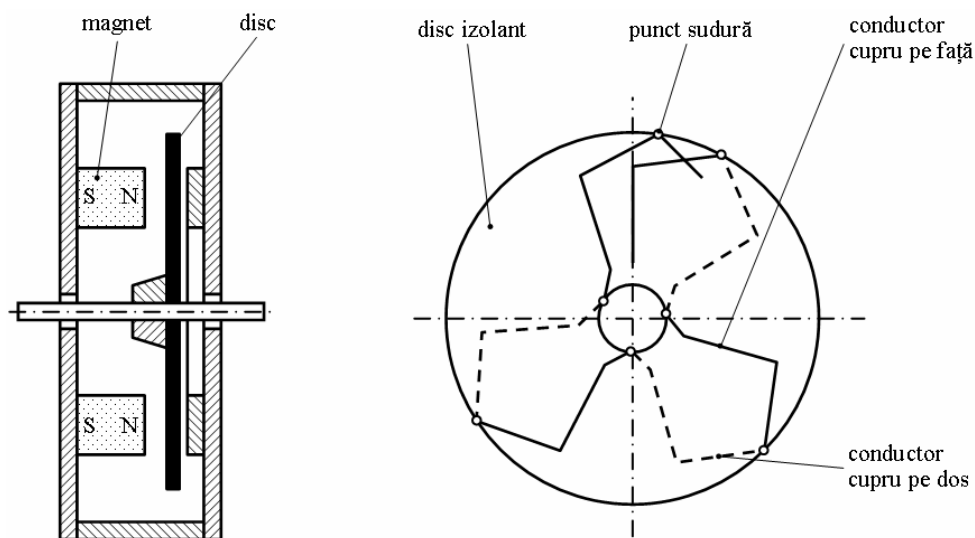


Figura 8.1

Înfășurarea se executa prin stantare din tabla de cupru (mai rar aluminiu) de 0,2[mm], înfasurare care, apoi, este lipita cu o rasina epoxidica pe discul amintit. Partile centrale si exterioare se îndeparteaza printr-o noua stantare, conductoarele de pe cele doua fete fiind sudate la capete prin scântei sau fascicol de electroni cu ajutorul unei masini automate. Colectorul poate fi constituit din însasi conductoarele plate ale indusului pe care aluneca periile masinii. La puteri mai mari, înfasurare este astfel proiectata încât numarul de spire pe sectie sa fie mai mare decât 1, de

exemplu 2 sau 3, ceea ce permite sa se realizeze, tot pe disc, prin aceeasi stantare, un colector de tip radial (brevet românesc – ICPE – Bucuresti), fapt ce conduce la o crestere a duratei de viata a masinii.

Rezistentele si inductivitatile tipice ale acestor masini sunt între  $(0,15 \div 1)[\Omega]$ , si  $(25 \div 75)[\mu\text{H}]$ , ceea ce duce la constante de timp electric sub  $0,1[\text{ms}]$ .

Deoarece rotorul masinii nu contine materiale feromagnetice, el este mult mai usor decât cel al servomotoarelor cu rotor cilindric, dar acest avantaj nu este reflectat într-un moment de inertie mai scazut, deoarece raza lui de giratie este mult mai mare (constantele electromecanice au acelasi ordin de marime ca la varianta cu rotor cilindric, aproximativ  $10[\text{ms}]$ ). Exista, însa, alte avantaje:

- *lipsa întepenirilor magnetice;*
- *lipsa pierderilor prin histerezis;*
- *lipsa saturatiei;*
- *posibilitatea de a lucra cu densitati mari de curent (conductoarele rotorice fiind, practic, în aer). Astfel, se pot utiliza densitati de curent de  $45[\text{A}/\text{mm}^2]$  – la functionarea în regim continuu, respectiv, de  $100[\text{A}/\text{mm}^2]$  în regim de scurta durata (în masinile clasice, în regimurile specificate, nu se pot depasi  $5[\text{A}/\text{mm}^2]$ , respectiv,  $15[\text{A}/\text{mm}^2]$ );*
- *randament ridicat (lipsa pierderilor din circuitul de excitatie);*
- *o comutatie mai buna (întrefier marit).*

Pe lângă aceste avantaje, exista o serie de dezavantaje legate de constructia lor particulara:

- *numar limitat de conductoare pe suprafata discului;*
- *viteza relativ redusa ( $2000 \div 3000$ )[rot/min] (limitata din considerente mecanice si de pierderile prin curentii turbionari indusi în conductoarele plate ale masinii);*
- *tensiuni de lucru relativ reduse ( $30 \div 60$ )[V];*
- *stabilitate la vibratii relativ scazuta;*
- *necesitatea de a utiliza perii de forma lamelara din materiale pretioase (Au, Pt) (pentru a reduce uzura si caderea de tensiune din circuitul perie – colector), fapt ce duce la cresterea costului masinii.*

Geometria speciala, greutatea lor redusa, fac aceste tipuri de servomotoare ideale pentru aplicatii de joasa putere, la masini – unelte, la actionarea servovalvelor, în industria chimica si industria usoara.

### ***Servomotoare cu rotor pahar***

Denumite si motoare cu rotor gol, cos sau coaja si mai recent cu bobina mobila, sunt realizate prin dispunerea unei înfasurari de cupru sau aluminiu pe un pahar din fibre de sticla sau direct într-o rasina epoxidica (figura 8.2)

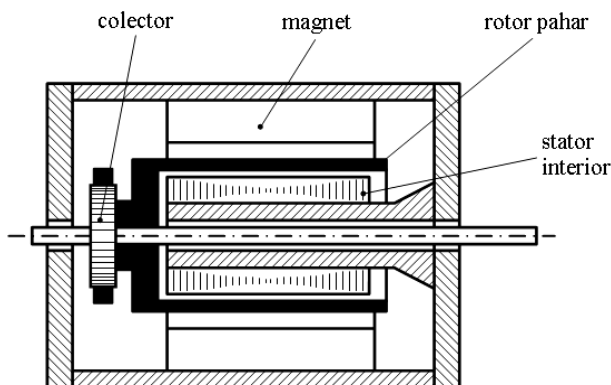


Figura 8.2

Diametrul lor este între 30% și 50% din lungime, ceea ce face ca, per global, să prezinte un moment de inerție foarte scăzut, cam 10% din cel al servomotoarelor cilindrice sau cu rotor disc.

Lipsa materialului feromagnetic din rotor elimina *întepenirile magnetice, pierderile prin histerezis, fenomenele de saturatie*, masina prezentând o construcție simplă și o constantă electromecanică foarte redusă.

Colectoarele acestor servomotoare sunt realizate din lamele de cupru electrotehnic presate pe butuci din materiale plastice, lamelele fiind izolate între ele cu mica sau rasini polimerice.

Periile sunt sustinute în portperi de construcție simplă, în forma de tub cu secțiune interioară dreptunghiulară fixat într-o piesă din material electroizolant prins pe scut.

Servomotoarele cu rotor pahar se utilizează la antrenarea perifericelor calculatoarelor, în aparatura profesională de redare și înregistrare a sunetelor etc.

### ***Servomotoare cu rotor cilindric fara crestaturi***

Prezența crestaturilor rotorice conduce la apariția unor oscilații ale cuplului între două limite, întrucât, în timp, se modifică reluctanța circuitului magnetic stator – rotor, deci, fluxul polar, atunci când o crestatură intra sub talpa polara față de cazul când un dinte intra sub talpa polara. Aceste oscilații ale cuplului duc la o rotire neuniformă a rotorului, fenomen supărat mai ales la viteze mici, când se impun domenii largi de reglaj al vitezei, de exemplu 1:40000.

Înfășurările rotorice se plasează la exteriorul rotorului feromagnetic neted (în întrefierul dintre stator și rotor), fiind înglobate în rasini epoxidice și consolidate cu fibra de sticlă. Această construcție prezintă un întrefier mare, deci, în general, gabaritul crește față de mașinile cu rotor crestat. Prezintă, în schimb, unele performanțe mai bune în regim tranzitoriu. Constantele de timp sunt de  $(2\div 4)$ [ms]. De obicei, se construiesc cu rapoarte mari între lungime și diametru. Excitația este realizată cu magneti permanenți sau este electromagnetice. Puterile acestor mașini sunt limitate la aproximativ 3[KW].

### *Ecuatiile functionale ale servomotoarelor de curent continuu*

Analiza funcționării servomotoarelor de curent continuu se realizează pornindu-se de la setul de ecuații generale ce caracterizează mașina de curent continuu (figura 8.3), în care pentru înfășurarea de excitație s-a utilizat indicele „E”, iar pentru înfășurarea rotorice indicele „A”. În figura 8.4 s-a prezentat schema de principiu a unui servomotor de curent continuu cu magneti permanenți, servomotor a cărui flux de excitație se presupune constant.

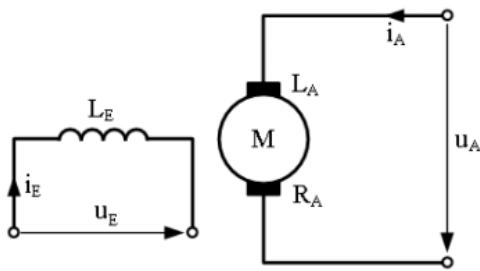


Figura 8.3

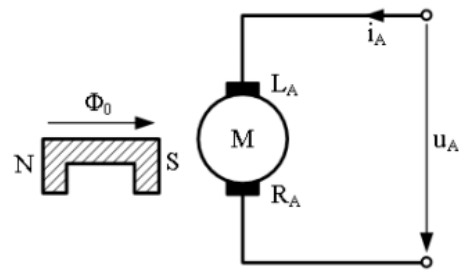


Figura 8.4

$$\left\{ \begin{array}{l} u_E = R_E \cdot i_E + \frac{d\Phi_E}{dt} \\ u_A = R_A \cdot i_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt} - e_0 \\ e_0 = -k_E \cdot \Phi_E \cdot \Omega \\ m = k_E \cdot \Phi_E \cdot i_A \\ J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = m - m_m - m_r \\ \Phi_E = L_E(i_E) \cdot i_E \\ k_E = \frac{p \cdot N}{2 \cdot \pi \cdot a} \end{array} \right. \quad (8.1)$$

În cazul în care se utilizează magneti permanenți pentru excitație, în sistemul de ecuații de mai sus, intervine, în loc de  $F_E$ , fluxul magnetilor permanenți  $F_0$  (figura 8.4).

Cuplul rezistent de sarcină plus frecări în mașina poate fi descompus în două componente și anume:

- un cuplu ce înglobează toate frecările vâscoase în ansamblul servomotor – reductor - sarcina și care poate fi considerat ca egal cu  $F_m \cdot \Omega$ , unde  $F_m$  reprezintă coeficientul total de frecări vâscoase;
- un cuplu static  $m_s$  independent de viteză.

Ca urmare ecuația de echilibru dinamic poate fi rescrisă sub forma:

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = m - F_m \cdot \Omega - m_s. \quad (8.2)$$

Ecuația de mai sus reprezintă o dependență liniară doar în domeniul vitezelor unghiulare mici, termenul liniar  $F_m \cdot \Omega$  transformându-se, la viteze mari, într-un termen neliniar, deoarece cuplurile de frecări sunt proporționale cu viteza la o putere superioară (în general, la puterea a treia).

Există *trei posibilități de comandă* a servomotorului de curent continuu: *prin circuitul indusului, prin circuitul de excitație și pe ambele cai în cazul excitației serie*. Cea mai performantă, sub raportul caracteristicilor obținute, este *comanda prin circuitul indusului*.

### ***Servomotorul de curent continuu – cu flux constant de excitație – comandat prin circuitul indusului***

Tensiunea de comandă care se aplică circuitului indusului (care joacă rolul de marimă de intrare și este, de obicei, tensiunea de ieșire a unui amplificator de putere) este variabilă, în timp ce fluxul de excitație este constant.

În cazul regimului staționar de funcționare, ecuațiile ce caracterizează sistemul (8.1) devin:

$$\begin{cases} E_0 = -k_1 \cdot \Omega \\ U_A = -E_0 + R_A \cdot I_A \\ M = k_1 \cdot I_A \end{cases} \quad (8.3)$$

unde:  $k_1 = k_E \cdot F_E = k_E \cdot F_0$ .

Eliminând marimile  $E_0$  și  $I_A$ , setul de relații (8.3) se transformă:

$$U_A = k_1 \cdot \Omega + R_A \cdot \frac{M}{k_1} \quad (8.4)$$

sau

$$M = \frac{k_1}{R_A} \cdot U_A - \frac{k_1^2}{R_A} \cdot \Omega = k_M \cdot U_A - F_e \cdot \Omega \quad (8.5)$$



în care  $k_M = \frac{k_1}{R_A}$  este așa-numitul coeficient de amplificarea tensiune – cuplu al servomotorului, iar

$F_e = \frac{k_1^2}{R_A} = k_M \cdot k_1$ , coeficientul de frecare vâscoase al servomotorului (frecare vâscoasă artificială

introdusă pe cale electrică de servomotor). Ultima relație permite deducerea *caracteristicii mecanice a servomotorului*  $M = f(\Omega)|_{U_A = \text{ct}}$  (figura 8.5).

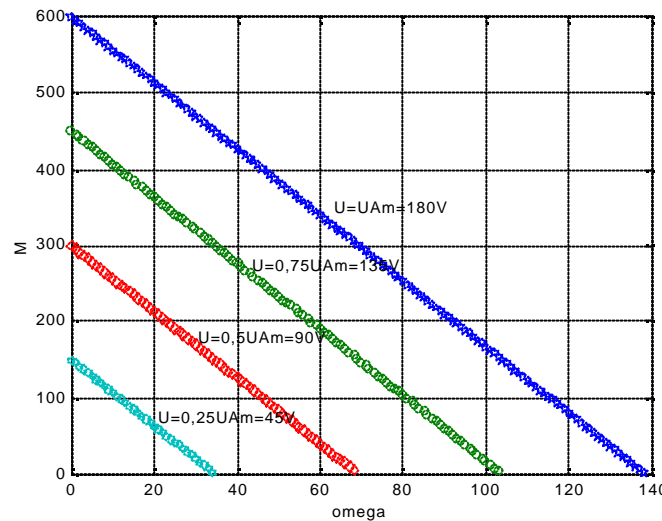


Figura 8.5 Familia de caracteristici mecanice ale unui servomotor de c.c. cu rotor cilindric din seria SMU – C fabricat de Electromotor Timisoara

Se observa că aceste caracteristici sunt drepte paralele de panta  $F_e = \frac{k_1^2}{R_A}$ . Pentru un semnal

maxim admis de comandă  $U_{Am}$ , servomotorul poate dezvolta un cuplu de pornire maxim:

$$M_{pm} = k_M \cdot U_{Am} = \frac{k_1}{R_A} \cdot U_{Am} \quad (8.6)$$

și o viteză de mers în gol ( $M = 0$ ) maximă:

$$\Omega_{0m} = \frac{k_M}{F_e} \cdot U_{Am} = \frac{U_{Am} \cdot k_M}{k_M \cdot k_1} = \frac{U_{Am}}{k_1} \quad (8.7)$$

Aceste două mărimi, cuplul de pornire și viteza maximă de mers în gol, permit deducerea caracteristicilor mecanice, panta acestor drepte fiind  $F_e = \frac{M_{pm}}{\Omega_{0m}}$ , iar tăieturile direct proporționale cu tensiunea aplicată.

Liniaritatea acestor caracteristici mecanice este deosebit de importantă pentru funcționarea, în ansamblu, a sistemului de reglare automată în care este inclus servomotorul. Caracteristic pentru aceste servomotoare este existența unei valori minime a semnalului de comandă,  $U_{sm}$ , care trebuie depășită pentru ca servomotorul să se pună în mișcare, în cazul unui cuplu de sarcină egal cu zero.

Aceasta valoare minima a tensiunii de comanda este necesara pentru producerea unui cuplu electromagnetic care sa învinga cuplul static provocat de întepenirea bilelor de rulment, de pozitia preferentiala a rotorului ca urmare a nesimetriei electrice sau mecanice a masinii etc.. Zona valorilor tensiunii de comanda cuprinsa între zero si valoarea limita  $U_{sm}$  se numeste *zona moarta*, caracterizata prin lipsa de raspuns a servomotorului la aparitia unui semnal de comanda. Pentru servomotoarele de buna calitate, valoarea limita  $U_{sm}$  se afla sub 3% din tensiunea maxima de comanda.

Relatia (8.5) permite, de asemenea, determinarea si a altor caracteristici deosebit de importante: *caracteristicile de reglare*  $M = f(U_A)|_{O=ct}$  (figura 8.6).

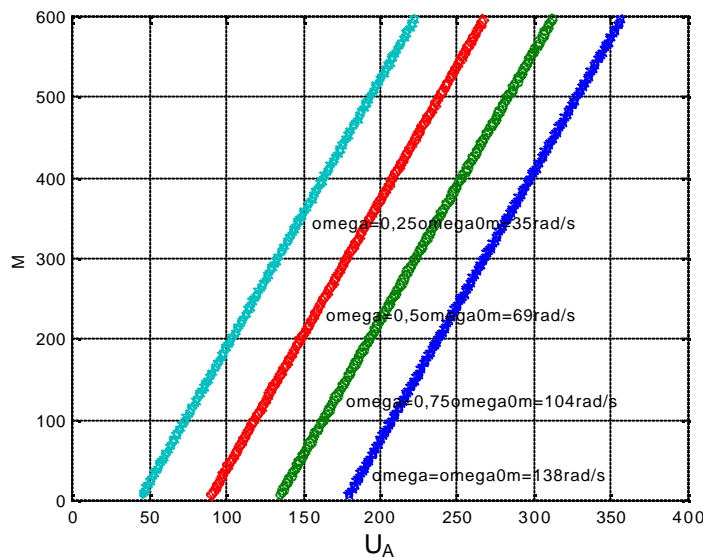


Figura 8.6 Familia de caracteristici de reglare ale unui servomotor de c.c. cu rotor cilindric din seria SMU – C fabricat de Electromotor Timisoara

Ca si în cazul caracteristicii mecanice, liniaritatea caracteristicii de reglaj conduce la avantaje importante în utilizarea servomotoarelor de curent continuu comandate prin rotor.

Puterea utila la arborele servomotorului,  $P_u$ , se poate scrie ca:

$$P_u = M \cdot O = (k_M \cdot U_A - F_e \cdot O) \cdot O. \quad (8.8)$$

Se observa ca puterea utila este nula la pornire ( $O = 0$ ) si la mersul în gol ( $M = 0$ ) si atinge o valoare maxima pentru viteza unghiulara  $O_m$ , dedusa din:

$$\frac{dP_u}{dO} = k_M \cdot U_A - 2 \cdot F_e \cdot O_{um} = 0, \quad (8.9)$$

adica pentru jumatate din viteza de mers în gol:

$$O_{um} = \frac{k_M}{2 \cdot F_e} \cdot U_A = \frac{O_{0m}}{2}. \quad (8.10)$$

Caracteristica de variatie a puterii în functie de viteza unghiulara,  $P_u = f(\Omega)|_{U_A=ct}$  este reprezentata în figura 8.7.

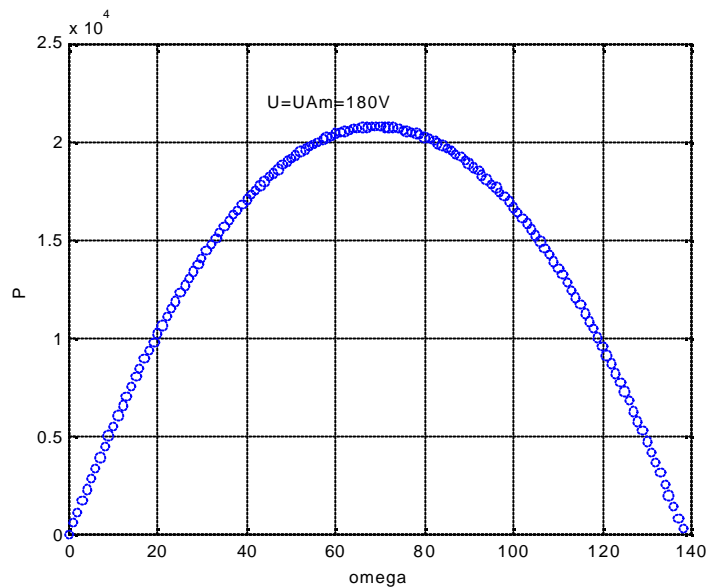


Figura 8.7 Variatia puterii utile functie de viteza unghiulara la servomotoarele de c.c. cu rotor cilindric din seria SMU – C fabricate de Electromotor Timisoara, comandate prin indus.

Din punctul de vedere al functionarii servomotorului în regim stationar nu se mai pot considera drept parametri specifici puterea nominala utila  $P_{uN}$  si viteza unghiulara nominala  $\Omega_{mN}$  a carei precizare nici nu se mai poate face. Noii parametri devin:

- *cuplul maxim de pornire*  $M_{pm}$ ;
- *viteza unghiulara de mers în gol*  $\Omega_{0m}$ ;
- *puterea utila maxima*  $P_{um}$ ,

toate corespunzând semnalului maxim de comanda.

### **Funcția de transfer a servomotoarelor de curent continuu**

Ca element component al sistemelor de reglare automata, servomotorul de c.c. este caracterizat, în regim dinamic, prin functia sa de transfer. Se va considera cazul servomotorului cu excitatie separata, sau excitat cu magneti permanenti, comandat prin indus, cel mai utilizat în sistemele automate. Marimea de intrare va fi tensiunea  $U_A$ , aplicata înfasurarii rotorice, iar marimea de iesire va fi viteza de rotatie,  $\Omega$ , fie unghiul de pozitie,  $\theta$ .

Aplicând transformata Laplace sistemului de ecuatii generale (8.1), în cazul alegerii ca marime de iesire a unghiului de pozitie,  $\theta$ , si al neglijarii cuplului static,  $m_s$ , obtinem:

$$\begin{cases} e_0(s) = -k_1 \cdot s \cdot \theta(s) \\ u_A(s) = k_1 \cdot s \cdot \theta(s) + R_A \cdot (1 + s \cdot T_A) \cdot i_A(s) \\ m(s) = k_1 \cdot i_A(s) \\ m(s) = F_m \cdot (1 + s \cdot T_m) \cdot s \cdot \theta(s) \end{cases} \quad (8.11)$$

unde s-a notat cu:  $T_A = \frac{L_A}{R_A}$  constanta de timp a circuitului rotor, iar  $T_m = \frac{J}{F_m}$  constanta mecanica de timp a motorului plus a sarcinii. Eliminând curentul  $i_A(s)$  din primele trei relatii, din sistemul (8.11), putem scrie:

$$m(s) = \frac{k_1}{R_A} \cdot \frac{1}{1 + s \cdot T_A} \cdot u_A(s) - \frac{k_1^2}{R_A} \cdot \frac{s \cdot \theta(s)}{1 + s \cdot T_A} = \frac{k_M}{1 + s \cdot T_A} \cdot u_A(s) - \frac{F_e}{1 + s \cdot T_A} \cdot s \cdot \theta(s) \quad (8.12)$$

respectiv,

$$\frac{k_M}{1 + s \cdot T_A} \cdot u_A(s) = \frac{F_e}{1 + s \cdot T_A} \cdot s \cdot \theta(s) + F_m \cdot (1 + s \cdot T_m) \cdot s \cdot \theta(s). \quad (8.13)$$

Relatia (8.13) poate fi adusa si la forma:

$$\frac{k_M}{1 + s \cdot T_A} \cdot u_A(s) = \frac{F_e}{1 + s \cdot T_A} \cdot \left[ 1 + \frac{F_m}{F_e} \cdot (1 + s \cdot T_m) \cdot (1 + s \cdot T_m) \right] \cdot s \cdot \theta(s) \quad (8.14)$$

caz în care se poate defini o functie de transfer a servomotorului,  $F(s) = \frac{\theta(s)}{u_A(s)}$ .

Aceasta functie de transfer *se simplifica* în cazul în care constanta de timp electrica,  $T_A$ , este mult mai mica decât constanta de timp mecanica,  $T_m$ , si ea capata forma exprimata de relatia:

$$F(s) = \frac{\theta(s)}{u_A(s)} = \frac{\frac{k_M}{F_e + F_m}}{s \cdot (1 + s \cdot T_{em})}. \quad (8.15)$$

Noua forma ne conduce la concluzia ca servomotorul de curent continuu cu excitatie separata, comandat prin înfasurarea rotorica, se comporta, din punct de vedere dinamic, ca un ansamblu de doua elemente:

- unul integrator  $\frac{1}{s}$ ;
- altul inertial aperiodic  $\frac{1}{1 + s \cdot T_{em}}$ ,

în care  $T_{em} = \frac{J}{F_e + F_m}$  ar reprezenta constanta electromecanica efectiva de timp a sistemului servomotor – sarcina, mult mai mica decât cea mecanica servomotor – sarcina,  $T_m$ , deoarece, în general,  $F_e > F_m$ .

Introducerea unei frecari vâscoase artificiale de catre servomotor reprezinta un aspect favorabil din punct de vedere al stabilitatii sistemului de reglare automata, servomotorul contribuind la amortizarea oscilatiilor care ar putea interveni în functionarea sistemului. Trebuie precizat, de asemenea, ca în deducerea functiei de transfer s-au facut o serie de ipoteze simplificatoare, neglijându-se o serie de fenomene secundare sau neliniaritati si, ca urmare, raspunsul real al sistemului poate diferi, într-o oarecare masura, de cel obtinut pe cale teoretica.

În figura 8.8 este indicata schema bloc simplificata a servomotorului de curent continuu obtinuta în mediul de programare MATLAB/SIMULINK, iar în figura 8.9 rezultatele functionarii în regim dinamic ale unui servomotor având urmatoarele caracteristici:

- Viteza maxima în gol  $n_0 = 4000 \text{ rot/min}$  ;
- Puterea utila maxima în regim continuu  $P_n = 270 \text{ W}$  ;
- Cuplul maxim la arbore  $M_k = 3,6 \text{ Nm}$  ;
- Domeniul de reglare 1000:1;
- Constanta cuplului  $k_m = 147 \cdot 10^{-3} \frac{\text{Nm}}{\text{A}} \pm 10\%$  ;
- Constanta t.e.m.  $k_e = 12 \frac{\text{V}}{\text{krmp}} \pm 10\%$  ;
- Rezistenta indusului  $R_a = 1,15 \Omega$  la  $25^\circ\text{C}$  si  $1,8 \Omega$  la  $155^\circ\text{C}$ ;
- Cuplul frecarii vâscoase  $7 \cdot 10^{-3} \text{ Nm/krmp}$  ;
- Cuplul frecarii statice  $49 \cdot 10^{-3} \text{ Nm}$  ;
- Inductivitatea indusului  $L_a = 4 \text{ mH}$  ;
- Rezistenta termica indus-mediu  $R_{th} = 2,8^\circ\text{C/W}$  ;
- Temperatura maxima a indusului  $\tau_{a \text{ max}} = 155^\circ\text{C}$  ;
- Gradientul tahogeneratorului  $k_{tg} = 14,2 \text{ V/krmp}$  .

Pentru servomotorul ales, pentru  $J = J_m = 2,1 \cdot 10^{-4} [\text{Kgm}^2]$  si  $F_m = F_e$  , se obtin urmatoarele valori ale coeficientilor:

$$k_M = \frac{k_m}{R_a} = \frac{0,147}{1,8} = 0,0816 ;$$

$$F_e = \frac{k_m^2}{R_a} = \frac{(0,147)^2}{1,8} = 0,012 ;$$

$$T_m = \frac{J}{F_e + F_m} = \frac{2,1 \cdot 10^{-4}}{0,024} = 0,00875 .$$

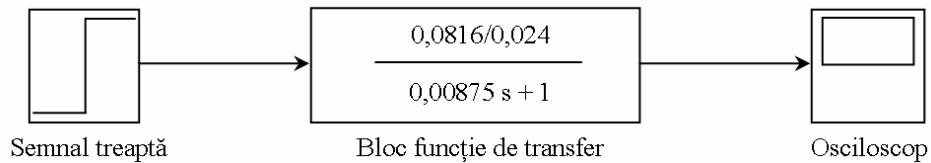


Figura 8.8

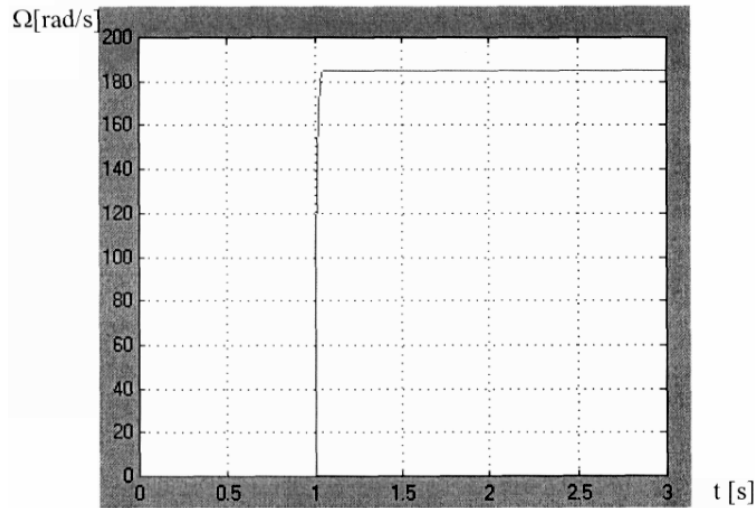


Figura 8.9

### Tahogeneratorul de curent continuu

Tahogeneratoarele de curent continuu sunt traductoare capabile sa evalueze cât mai fidel – pe cale electrica – viteza de rotatie a unui arbore. În principiu, aceste masini sunt *generatoare de c.c.* care trebuie sa prezinte *o caracteristica tensiune indusa – viteza cât mai liniara*, pentru un domeniu cât mai întins de variatie a vitezei de rotatie a rotorului.

Fata de alte tahogeneratoare (sincrone, de exemplu) *tahogeneratoarele de c.c. prezinta avantajul lipsei erorii de faza*, adica valoarea curentului de sarcina nu depinde de caracterul sarcinii. Constructiv, însa, aceste tahogeneratoare sunt mai complicate, deci mai scumpe, iar cheltuielile de întreținere, datorita prezentei contactului perie – colector, sunt mai ridicate; totodata necesita si filtre de deparazitare (condensatoare în paralel) care maresc constanta de timp. Cu toate ca prezinta aceste dezavantaje, tahogeneratoarele de c.c sunt cele mai raspândite traductoare de viteza folosite în sistemele automate si, de cele mai multe ori, sunt integrate în constructia servomotoarelor a caror viteza trebuie evaluata.

*Caracteristicile tahogeneratoarelor de curent continuu*

În condițiile în care tahogeneratorul funcționează în gol, tensiunea la borne este data de:

$$E_0 = \frac{p}{a} \cdot \frac{n}{60} \cdot N \cdot F_0 = k_e \cdot n \cdot F_0; \quad n = \frac{30 \cdot O}{p} \quad (8.16)$$

ceea ce înseamnă că între viteza unghiulară de rotație,  $\Omega$ , și tensiunea indusă există o dependență perfect liniară, dacă fluxul de excitație,  $F_0$ , este constant.

La funcționarea în sarcină, ecuația de tensiuni a tahogeneratorului se scrie:

$$U_A = E - R_A \cdot I_A - ? U_p \quad (8.17)$$

unde:

$E$  – tensiunea indusă la mersul în sarcină;

$R_A$  – rezistența înfășurării rotorice;

$I_A$  – intensitatea curentului în sarcină;

$? U_p$  – este caderea de tensiune la perii.

Tensiunea indusă în sarcină se poate exprima astfel:

$$E = E_0 - k' \cdot I_A \cdot n \quad (8.18)$$

unde caderea de tensiune  $k' \cdot I_A \cdot n$  se datorează reacției indusului (proporțională cu intensitatea curentului de sarcină și cu viteza de rotație).

Eroarea relativă a tahogeneratorului, în sarcină față de mersul în gol, pentru o anumită viteză de rotație,  $n$ , se scrie astfel:

$$\varepsilon_r = \frac{E_0 - U_A}{E_0} = \frac{k' \cdot n \cdot I_A + R_A \cdot I_A + \Delta U_p}{U_A + k' \cdot n \cdot I_A + R_A \cdot I_A + \Delta U_p} \quad (8.19)$$

Tinând seama de faptul că  $U_A = R_s \cdot I_A$ ,  $R_s$  fiind rezistența de sarcină, rezultă:

$$\varepsilon_r = \frac{k' \cdot n + R_A + \frac{\Delta U_p}{I_A}}{R_s + k' \cdot n + R_A + \frac{\Delta U_p}{I_A}} \quad (20)$$

De asemenea, se deduce și dependența  $U_A = f(n)$ , anume:

$$U_A = (1 - \varepsilon_r) \cdot E_0 = \frac{R_s}{R_s + R_A + k' \cdot n} \cdot (k_e \cdot \Phi_0 \cdot n - \Delta U_p) \quad (21)$$

În figura 8.10, dreapta 1 reprezintă dependentă ideală,  $E_0 = k_e \cdot \Phi_0 \cdot n = k_1 \cdot n$ , a tensiunii la mersul în gol al tahogeneratorului funcție de viteza de rotație, iar curba 2 reprezintă variația  $U_A = f(n)$ , în sarcină, dată de relația (8.21). Se constată *existența unei zone de insensibilitate a tahogeneratorului*, adică pentru  $n \in \left(0, \frac{\Delta U_p}{k_1}\right)$  tensiunea la perii este nulă („zonă moartă”).

Micsorarea acestei zone se realizează dacă  $\Delta U_p$  este redusă la minimum; de aceea se utilizează contacte perie – colector aproape perfecte, periile se confecționează din oțel inoxidabil, de asemenea și colectorul (mai mult, periile metalice se argintează în zona de lucru sau se utilizează perii din bronz fosforos).

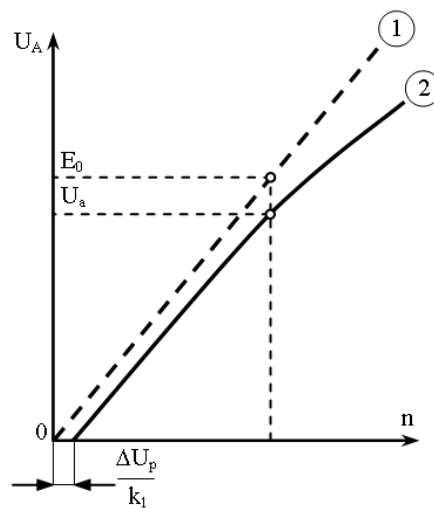


Figura 8.10

Prezența la numitorul expresiei (8.21) a termenului în  $n$ , face ca la creșterea vitezei,  $U_A$  să se diminueze, ceea ce înseamnă că dependența  $U_A = f(n)$  devine neliniară, așa cum se vede în figura 8.10, curba 2. Influența termenului  $k_1 \cdot n$  este cu atât mai mică cu cât  $R_s$  este mai mare.

Acest fapt se deduce dacă în relația (8.20) neglijăm  $\Delta U_p$  și împărțim prin  $k_1 \cdot n + R_A$ , adică

$$\varepsilon_r = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{k_1 \cdot n + R_A}}. \quad (8.22)$$

Din cele de mai sus rezultă că liniaritatea dependenței  $U_A = f(n)$  se menține cu atât mai mult cu cât sarcina tahogeneratorului este mai mică sau rezistența  $R_s$  este mai mare. De aceea sollicitările electromagnetice (densitate de curent în indus mai ales), în calculele de proiectare, se iau mai mici decât în mașinile obișnuite. Tot din relația (8.22) se mai deduc următoarele: eroarea este cu atât mai mică cu cât rezistența indusului,  $R_A$ , este mai mică; de asemenea termenul  $k_1 \cdot n$ ,



corespunzator reactiei indusului, trebuie sa fie cât mai redus (este recomandata functionarea la viteze mici).

O alta categorie de erori a tahogeneratorului de c.c. se datoreste variatiei în timp a tensiunii de iesire, tensiune care, dupa cum se stie, are o forma pulsatorie. Aceasta tensiune se poate descompune într-o componenta continua,  $U_{Amed}$ , si una alternativa. Curentul de sarcina va avea, de asemenea, o componenta continua si una alternativa. Componenta alternativa a curentului poate fi defazata de cea a tensiunii; *daca sarcina nu este pur activa, poate aparea, deci, o eroare de faza, similara cu cea din tahogeneratoarele de curent alternativ*. Reducerea acestor erori se face prin marirea numarului de lamele la colector si, implicit, micșorarea latimii lor. Coeficientul de ondulație al tensiunii se definește ca:

$$k_0 = \frac{U_{A \max} - U_{A \min}}{U_{A \max} + U_{A \min}} \quad (8.23)$$

si atinge valori de 4,89% pentru cinci lamele de colector, scazând la 0,73% când numarul de lamele este 13. Pentru reducerea acestui coeficient se mai utilizeaza filtre RC montate în paralel cu sarcina, dar care influenteaza negativ raspunsul sistemului, în regim dinamic.

Variatiile de temperatura în timpul functionarii conduc la aparitia unor erori ale tahogeneratorului. Daca excitatia este electromagnetica, atunci modificarea temperaturii conduce la modificarea rezistentei înfasurarii, deci a curentului si, implicit, a fluxului din masina, în conditiile când sursa de excitatie are tensiune constanta. De aceea, în anumite cazuri, este preferabil *ca tahogeneratorul sa lucreze în regim saturat*, când variatiile curentului de excitatie nu produc variatii importante ale fluxului din masina. Mentinerea constanta a fluxului se mai poate realiza daca alimentarea excitatiei se face la curent constant.

Când tahogeneratorul este excitat cu magneti permanenti se utilizeaza materiale cu stabilitate mare în timp si cu temperatura (de exemplu, Alnico). De asemenea, pentru diminuarea erorilor de temperatura se prevad puncti de termocompensare montate între polii principali, puncti realizate din materiale magnetice care își micșoreaza permeabilitatea magnetica cu cresterea temperaturii, în asa fel încât fluxul principal,  $F_0$ , sa se mentina constant. Aliajele folosite în acest scop sunt: calmalloy, termalloy, sau compensator.

Pentru mentinerea stabilitatii în timp a magnetilor (compensarea magnetizarilor inerente) unele tahogeneratoare folosesc sunturi reglabile (plasate între polii principali), a caror pozitie este modificata cu ocazia etalonarii periodice a tahogeneratorului.

### 8.3 Servomotoare asincrone bifazate

Servomotoarele asincrone bifazate (SAB) se utilizeaza ca *elemente de executie* în sistemele de automatizare, datorita unor *avantaje* pe care le prezinta în raport cu alte tipuri de servomotoare (de c.c., de exemplu), si anume:

- constructie simpla si robusta;
- absenta parazitilor radiofonici (nu prezinta contacte electrice alunecatoare);
- stabilitate buna în timp a caracteristicilor de functionare;
- prezenta autofrânării.

Principalele *dezavantaje ale SAB – ului* sunt:

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

#### *Particularitati constructive ale servomotoarelor asincrone bifazate*

Din punct de vedere constructiv, *statorul* este realizat din tole, cu crestaturi, în care se introduc doua înfasurari decalate la 90 grade electrice. Una din înfasurari, numita *de excitatie*, E, este conectata la reseaua monofazata, iar, cealalta, numita *de comanda*, C, se alimenteaza de la aceeași sursa sau de la o sursa separata, tensiunea aplicata fiind reglabila ca amplitudine sau (si) ca faza, în raport cu tensiunea aplicata înfasurării de excitatie. Cele doua surse sunt de aceeași frecventa, dar pot fi si de frecvente diferite, daca se cere o comanda reversibila. La motoarele de foarte mica putere, statorul poseda o înfasurare continua, iar din patru puncte, situate la periferie, la unghiul electric de  $\frac{\pi}{2}$  rad se scot prize – doua pentru înfasurarea de excitatie (la  $p$  rad între ele), respectiv, alte doua pentru înfasurarea de comanda.

*Rotorul* se întâlnește în variantele (figura 8.11):

- *cu colivie (de rezistenta echivalenta marita)* – figura 8.11, a;
- *în forma de pahar neferomagnetic (Al sau aliaje)* – figura 8.11, b;
- *sub forma de cilindru gol feromagnetic* - figura 8.11, c.

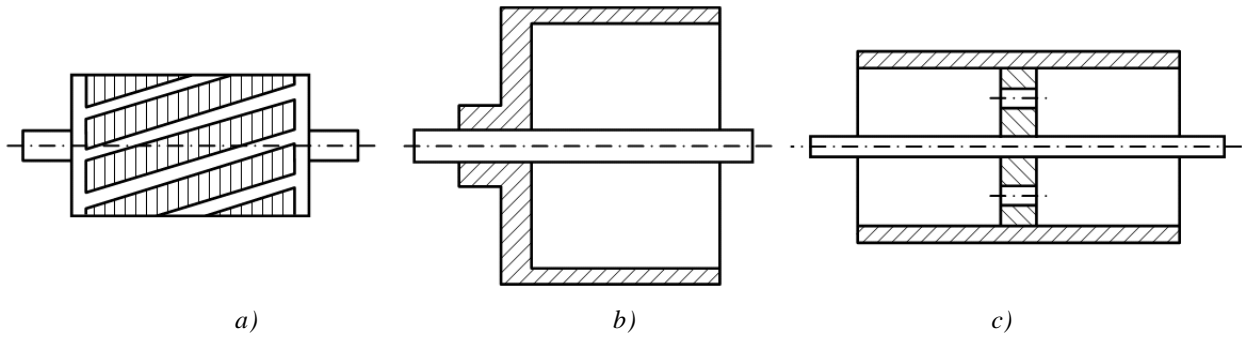
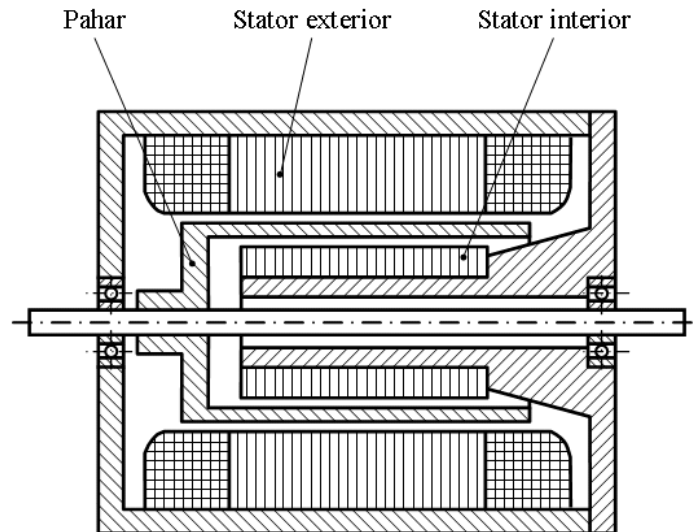


Figura 8.11



Schema constructiva a unui servomotor asincron bifazat cu rotor pahar  
Figura 8.12

În cazul *SAB* – ului cu rotor pahar din material neferomagnetic, 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 masinii, 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, solenatia necesară menținerii fluxului în mașina este destul de mare, curentul de magnetizare ajungând la 90% din curentul nominal. Avantajul principal al servomotoarelor cu rotor pahar constă în absența miezului feromagnetic și a creșturilor rotorice, fapt ce duce la eliminarea cuplurilor parazite și a fenomenelor de „prindere magnetică” și, totodată, la un reglaj fin al vitezei, fără socuri.

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, marită din cauza efectului pelicular pronunțat, va conduce, pe de o parte, la caracteristici mecanice și de reglaj liniare, iar pe de altă, 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 1 [mm] pe rondea, dar întrefierul va crește și caracteristicile își strică, întrucâtva, forma.

Deoarece, la astfel de masini pot apărea cupluri de atracție magnetică unilaterală, cupluri parazite, vibrații, iar momentul lor de inerție este mare 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 rezultant este eliptic, iar modificarea amplitudinii câmpului invers în raport cu cel direct conduce, în definitiv, la modificarea cuplului rezultant, deci a vitezei rotorului.

Asadar, în cazul alimentării înfășurărilor de la aceeași rețea monofazată, se pot utiliza schemele din figura 8.13.

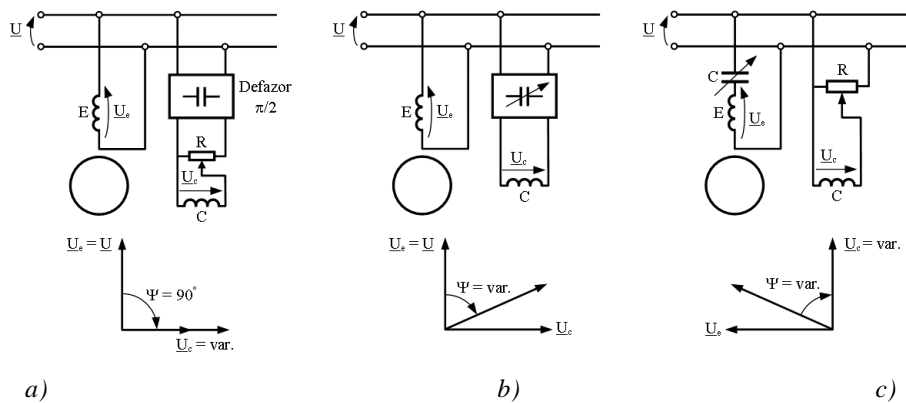


Figura 8.13

În figura 8.13, 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 ( $\Psi = 90^\circ$ ). Defazajul dintre tensiuni se realizează cu un condensator sau cu un regulator de fază.

În figura 8.13, 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 8.13, c se prezintă o variantă de modificare atât a defazajului dintre cele două tensiuni cât și a amplitudinii tensiunii de comandă.

### Analiza calitativa a functionarii servomotorului asincron bifazat

Din punct de vedere al caracteristicii mecanice,  $M = f(n)$ , servomotorul asincron bifazat se deosebeste de motoarele asincrone normale prin aceea ca *rezistenta rotorului are valoare mare*. În figura 8.14 sunt prezentate comparativ caracteristicile mecanice ale unui motor asincron normal (curba 1), respectiv, ale unui servomotor asincron bifazat, în conditiile unui câmp învârtitor circular (curba 2).

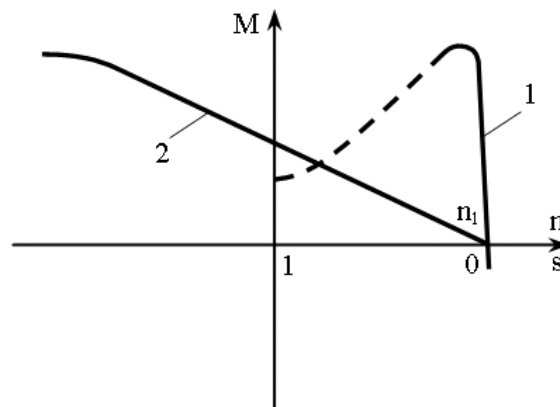


Figura 8.14

Altfel spus, servomotoarele asincrone cu rotor pahar au *caracteristica mecanica univoca*, iar alunecarea critica (maxima),  $s_{cr}$ , este mare, depasind, de obicei, valoarea 2. Totodata, caracteristica mecanica devine aproape o dreapta (extinzându-se mult portiunea liniara), dar cuplul este redus, comparativ, cu un motor normal, mai ales la viteze ridicate. Valoarea ridicata a rezistentei rotorice explica randamentul relativ scazut al servomotoarelor asincrone bifazate, comparativ cu cele asincrone normale la puteri echivalente.

Servomotorul prezinta, în schimb, *avantajul autofrânării*; adica, daca se întrerupe alimentarea înfasurării de comanda, viteza sa scade brusc la zero.

În figura 8.15 este explicat fenomenul autofrânării SAB-ului. Se presupune ca SAB-ul este alimentat de la un sistem bifazat simetric, încât *câmpul magnetic este învârtitor circular*. Punctul de functionare se gaseste în cadranul I (neprecizat pe desen). În situatia când se întrerupe alimentarea înfasurării de comanda, *câmpul magnetic în masina devine alternativ* (mai exact, pulsatoriu) și se poate descompune în doua câmpuri învârtitoare de sensuri contrarii, care produc *un cuplu direct* (cu alura curbei 1 pe desen) și *un cuplu invers* (cu alura curbei 2).

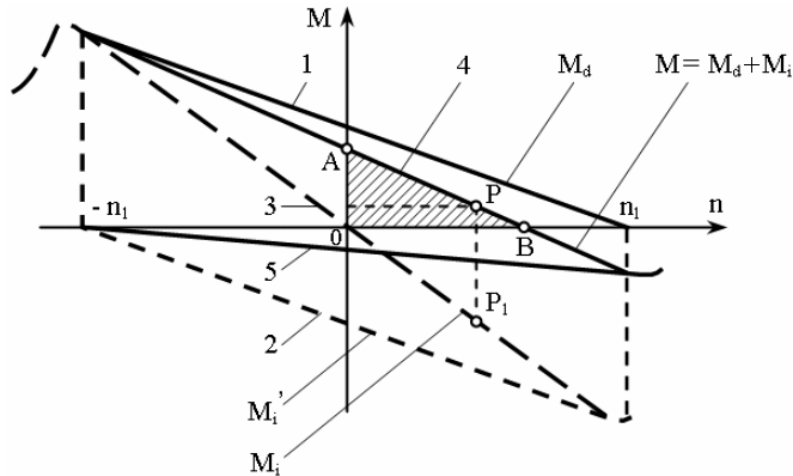


Figura 8.15

Cuplul rezultat (curba (dreapta) notata cu 3) se obtine prin adunarea punct cu punct a celor doua curbe (1 si 2). Acesta curba (3) trece prin origine si arata ca *la viteze pozitive corespunde un cuplu negativ (de frânare al rotorului)*.

Presupunem ca SAB-ul este alimentat la ambele înfășurari, astfel încât câmpul magnetic este eliptic; acest câmp se descompune în doua câmpuri circulare, unul direct si altul invers, iar cuplurile corespunzatoare, direct si invers, reprezentate în figura prin curbele 1 si 5, în urma compunerii vor avea drept rezultanta curba 4. Punctul de functionare P se gaseste în portiunea din primul cadran al curbei 4 (segmentul AB), corespunzator unui anumit cuplu al SAB-ului, egal în modul cu valoarea cuplului rezistent al masinii de lucru, si unei anumite viteze, mai mica decât viteza (turatia) de sincronism,  $n_1$ .

În momentul întreruperii alimentarii înfășurarii de comanda, în masina câmpul devine, din nou, pulsatoriu, iar caracteristica  $M = f(n)$  devine curba 3, astfel încât punctul de functionare se deplaseaza, brusc, din P în  $P_1$  (întrucât, în primul moment, viteza de rotatie se conserva). Punctului  $P_1$  îi corespunde un cuplu al SAB-ului negativ, în acelasi sens cu cuplul rezistent, având ca efect frânarea rotorului, punctul de functionare deplasându-se rapid spre O, pâna la oprire. Acest fenomen de autofrânare se manifesta numai daca înfășurarea de excitatie ramâne alimentata de la retea.

Se mai face precizarea ca, în functionarea SAB-ului *cu ambele înfășurari alimentate*, functie de amplitudinile celor doua tensiuni si defazajele dintre ele, *punctul de functionare se gaseste pe o caracteristica, a carei portiune din primul cadran se plaseaza între origine si caracteristica ideala (corespunzatoare alimentarii înfășurarilor pentru care, în masina, se obtine un câmp învârtitor circular)*. Pentru ca SAB-ul sa prezinte autofrânare este necesara îndeplinirea conditiei: rezistenta rotorica raportata trebuie sa fie mai mare decât suma dintre reactanta de magnetizare si reactanta de dispersie raportata a rotorului.

### Comanda servomotoarelor asincrone bifazate

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

- comanda amplitudinii tensiunii aplicate înfasurarii de comanda,  $U_c = \text{var.}$  ;
- comanda fazei tensiunii  $\underline{U}_c$ ,  $\Psi = \text{var.}$  ;
- comanda mixta, atât a amplitudinii  $U_c$  cât si a fazei  $\Psi$  .

Se vor analiza, doar, primele doua tipuri de comenzi, rezultatele obtinute putând furniza informatii privitoare si la comanda mixta.

Expresia tensiunii aplicate înfasurarii de excitatie este:

$$\underline{U}_e = U_e \cdot e^{j0}. \quad (8.24)$$

Tensiunea aplicata înfasurarii de comanda se scrie:

$$\underline{U}_c = \lambda \cdot U_e \cdot e^{-j\Psi}, \quad (8.25)$$

unde  $\lambda = \frac{U_c}{U_e}$  este coeficientul de semnal (raportul dintre valorile efective ale tensiunii de comanda si de excitatie), iar  $\Psi$  este defazajul dintre aceste tensiuni. În aceste conditii, conform [7], cuplul mediu devine:

$$M_e = -\frac{p \cdot v \cdot U_e}{\omega_s \cdot R} \cdot (1 + \lambda^2) + \frac{p}{\omega_s \cdot R} \cdot \text{Re}[j \cdot \lambda \cdot U_e^2 \cdot e^{-j\Psi} - j \cdot \lambda \cdot U_e^2 \cdot e^{j\Psi}], \quad (8.26)$$

în care, suplimentar, fata de marimile definite mai sus, mai intervin:

$p$  - numarul de perechi de poli;

$v = \frac{\omega_r}{\omega_s}$  - viteza relativa,

$\omega_r$  si  $\omega_s$  fiind vitezele arborelui rotorice, respectiv, a câmpului învârtitor statoric;

$R$  - rezistenta înfasurarii rotorice.

Daca se tine seama de formulele lui Euler,  $e^{-j\Psi} - e^{j\Psi} = -2 \cdot j \cdot \sin \Psi$ , rezulta expresia cuplului mediu:

$$M_e = \frac{2 \cdot p \cdot \lambda \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} \cdot \sin \Psi - v \cdot \frac{p \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} (1 + \lambda^2). \quad (8.27)$$

Cuplul de pornire va corespunde situatiei  $v = 0$ , adica:

$$M_{ep} = \frac{2 \cdot p \cdot \lambda \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} \cdot \sin \Psi. \quad (8.28)$$

Valoarea maxima a cuplului de pornire corespunde cazului  $I = 1$  si  $\sin \Psi = 1$ , când câmpul magnetic în masina este învârtitor circular, adica

$$M_{\text{epm}} = \frac{2 \cdot p \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} \quad (8.29)$$

Pentru a obtine caracteristicile mecanice în marimi relative, se va face raportarea cuplului la valoarea  $M_{\text{epm}}$ :

$$m_e = \frac{M_e}{M_{\text{epm}}} = \lambda \cdot \sin \Psi - v \cdot \frac{(1 + \lambda^2)}{2} \quad (8.30)$$

Caracteristicile mecanice  $m_e = f(v)$ , pentru comanda în amplitudine, deci, la diversi  $\lambda = \text{ct.}$ , sunt reprezentate în figura 8.16.

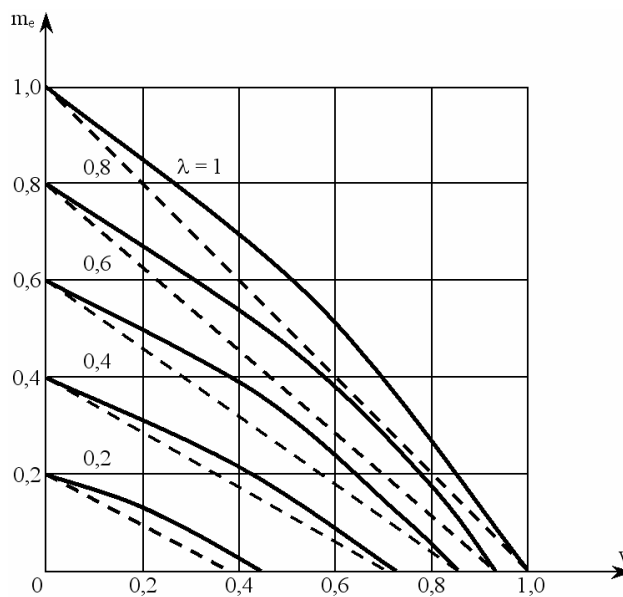


Figura 8.16

Caracteristicile ideale sunt drepte întrerupte pe figura, a caror intersectie cu axa ordonatelor este egala cu  $\lambda$ . Se considera cazul  $\sin \Psi = 1$ . Panta caracteristicilor este o dependenta patratica de  $\lambda$ , astfel încât familia de drepte se apropie de un fascicul: la coeficienti de semnal mici cuplul de pornire scade mai mult decât viteza de mers în gol ideal, sau, într-o alta exprimare, la  $\lambda$  mici, viteza scade mai mult odata cu cresterea cuplului (egal în modul cu cuplul rezistent static). În cazurile reale, aceste caracteristici devin *neliniare* (curbele trasate cu linie plina în figura).

*Caracteristicile mecanice* la comanda în faza, la diversi  $\sin \Psi = \text{ct.}$ , sunt prezentate în figura 8.17.



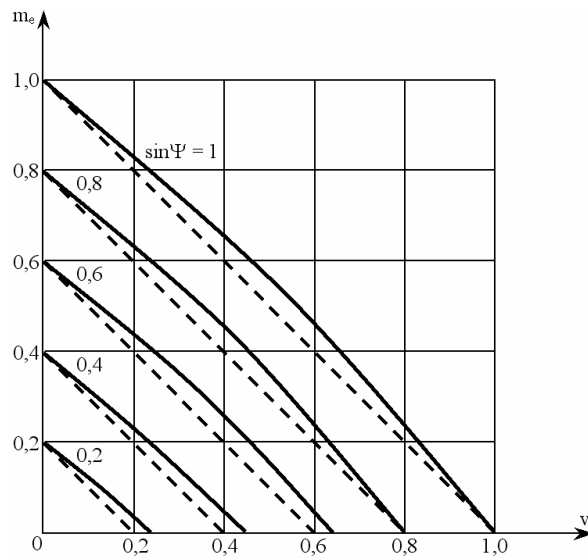


Figura 8.17

Aceste caracteristici, pentru  $\lambda = 1$ , sunt drepte de ecuati:

$$m_e = \sin \Psi - v \quad (8.31)$$

având aceeasi panta (trasate cu linii întrerupte). Caracteristicile reale sunt curbe de alura asemanatoare celor ideale (trasate cu linii pline în figura).

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

În figura 8.18 este prezentata familia de caracteristici de reglaj  $v = f(\lambda)$  pentru  $m_e = ct$ , (în cazul ideal, cu linii întrerupte), conform ecuatiilor:

$$v = \frac{2 \cdot \lambda}{1 + \lambda^2} - \frac{2}{1 + \lambda^2} \cdot m_e, \quad (8.32)$$

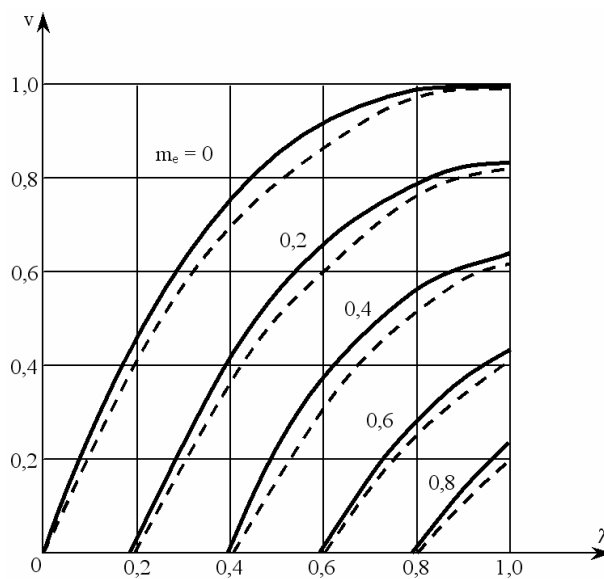


Figura 8.18

adica în cazul  $\sin \Psi = 1$ . Aceste dependente sunt neliniare, în sensul ca la tensiuni de comanda mici, viteza motorului creste mai mult, stabilizându-se, oarecum, la comenzi ridicate (în figura, caracteristicile reale sunt prezentate, tot, cu linie plina).

În figura 8.19 este trasata familia de caracteristici de reglaj la comanda în faza,  $v = f(\sin \Psi)$ , la  $m_e = \text{ct.}$ . Caracteristicile ideale (cu linie întrerupta) sunt drepte, iar în cazul real (linie plina) prezinta o usoara neliniaritate. S-a considerat  $v = 1$ .

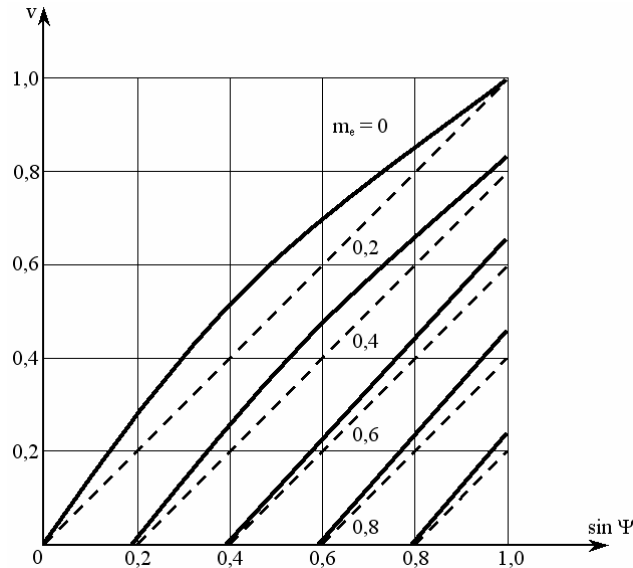


Figura 8.19

Din cele expuse mai sus, rezulta urmatoarele:

- la **comanda în amplitudine** caracteristicile mecanice sunt, aproximativ, *drepte de panta diferite, dependente de patratul coeficientului de semnal*, mai **dezavantajoase**, din acest punct de vedere, *decât cele ale servomotoarelor de curent continuu*;
- la **comanda în faza** se obtin *caracteristici mecanice de panta constanta, asemanatoare cu cele ale servomotoarelor de curent continuu*; de aceea, în sistemele automate Iniare, se prefera acest mod de comanda. În schimb, realizarea practica este mai costisitoare, implicând utilizarea unui regulator de faza.

### Funcția de transfer a servomotorului asincron bifazat

Funcția de transfer a SAB-ului se poate deduce în condițiile în care se presupune influența regimului tranzitoriu electromagnetic neglijabilă în raport cu regimul tranzitoriu electromecanic. Se considera sarcina caracterizată printr-un coeficient de frecare vâscoasă  $F_s$ , iar momentul de inerție al sarcinii  $J_s$  se adaugă celui propriu  $J_M$ , astfel încât momentul de inerție rezutant este  $J = J_s + J_M$ .

În aceste conditii ecuatia de echilibru a cuplurilor, în regim dinamic, se scrie:

$$M_e = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + F_s \cdot \Omega. \quad (8.33)$$

La comanda în amplitudine ( $\sin \Psi = 1$ ), cuplul mediu se scrie sub forma [7]:

$$M_e = M_{epm} \cdot \left( \lambda - v \cdot \frac{1 + \lambda^2}{2} \right) = M_{ep} - F_e \cdot \Omega, \quad (8.34)$$

unde:

$$M_{ep} = \frac{2 \cdot p \cdot \lambda \cdot U_e^2}{\omega_s \cdot R} = \frac{2 \cdot p \cdot U_e}{\omega_s \cdot R} \cdot U_c = k_M \cdot U_c, \quad F_e = M_{epm} \cdot v \cdot \frac{1 + \lambda^2}{2 \cdot \Omega}. \quad (8.35)$$

În expresia cuplului (8.34) se scoate în evidenta faptul ca dependenta  $M_e = f(\Omega)$  este, aproximativ, o dreapta.

Ecuatia (8.33) devine, în urma introducerii relatiilor (8.34) si (8.35),

$$k_M \cdot U_c = J \cdot \frac{d\Omega}{dt} + (F_s + F_e) \cdot \Omega. \quad (8.36)$$

Funcția de transfer, în condițiile în care se considera drept marime de intrare tensiunea de comanda  $U_c(s)$ , iar drept marime de iesire unghiul de pozitie al rotorului  $\theta(s) = \Omega(s) \cdot \frac{1}{s}$ , este:

$$H(s) = \frac{\theta(s)}{U_c(s)} = \frac{\frac{k_M}{(F_e + F_s)}}{s \cdot (s \cdot T_{em} + 1)} = \frac{\frac{k_M}{J}}{s \cdot (s + \omega_{em})}, \quad (8.37)$$

unde  $T_{em} = \frac{J}{(F_e + F_s)}$  este constanta de timp electromecanica a sistemului, iar  $\omega_{em} = \frac{1}{T_{em}}$  este „pulsatia de frângere”.

Dupa cum se observa din relatiile de mai sus, constanta de timp a servomotorului se micsoreaza atunci când frecarile vâscoase cresc, sau când scade momentul de inertie al sarcinii, adica stabilitatea sistemului devine mai mare.

**Coefficientul de frecare vâscoasa  $F_s$  depinde de viteza**, deci de coeficientul de semnal, astfel încât, pentru cazuri practice, **se înregistreaza o dublare a acestuia atunci când  $U_c$  variaza de la zero la valoarea nominala**. La semnale mici, frecarea vâscoasa este mai mica si, în consecinta, constanta de timp electromecanica,  $T_{em}$ , va fi mai mare. Din acest motiv, în calculele de stabilitate este recomandata utilizarea valorii minime a acestei frecari vâscoase, pentru ca rezultatele obtinute sa fie acoperitoare.

Pentru regimuri dinamice rapide este necesar sa se tina seama si de constanta de timp a circuitelor electrice, expresia functiei de transfer devenind, în acest caz, mai complicata.

### Tahogeneratoare asincrone

Tahogeneratoarele asincrone bifazate cu rotor neferomagnetic în forma de pahar au o larga raspândire în automatizari, datorita unor avantaje:

- frecventa semnalului de iesire nu depinde de viteza tradusa;
- erorile de amplitudine si de faza sunt reduse;
- absenta contactelor alunecatoare;
- inertie redusa.

### Constructia tahogeneratoarelor asincrone. Functionarea tahogeneratoarelor asincrone

Din punct de vedere al constructiei, tahogeneratoarele asincrone bifazate (TAB), se aseamana cu SAB-ul cu rotor în forma de pahar (figura 8.11, b). Exista, însa, si particularitati. Astfel, la TAB-urile de gabarite reduse se plaseaza pe statorul exterior o înfasurare continua (în inel); de la doua puncte diametral opuse se scot bornele de alimentarea ale înfasurarii de excitatie, iar de la alte doua puncte, în cuadratura, se scot bornele înfasurarii de sarcina. Mai exista si varianta constructiva în care ambele înfasurari sunt plasate pe statorul interior.

Întrucât aceste tahogeneratoare evalueaza viteza de rotatie a servomotoarelor utilizate în diverse actionari, exista si executii la care TAB -ul este în constructie înglobata cu servomotorul a carui viteza se traduce, arborele acestor doua masini fiind comun.

Pentru a analiza functionarea unui TAB, se considera ca rotorul prezinta conductoare introduse în crestaturi (o colivie). În realitate, paharul rotoric este echivalent cu un rotor având un numar infinit de bare scurtcircuitate. Se presupune ca rotorul este imobil (figura 8.20, a), iar înfasurarea de excitatie este alimentata de la o sursa cu frecventa  $f_1$ .

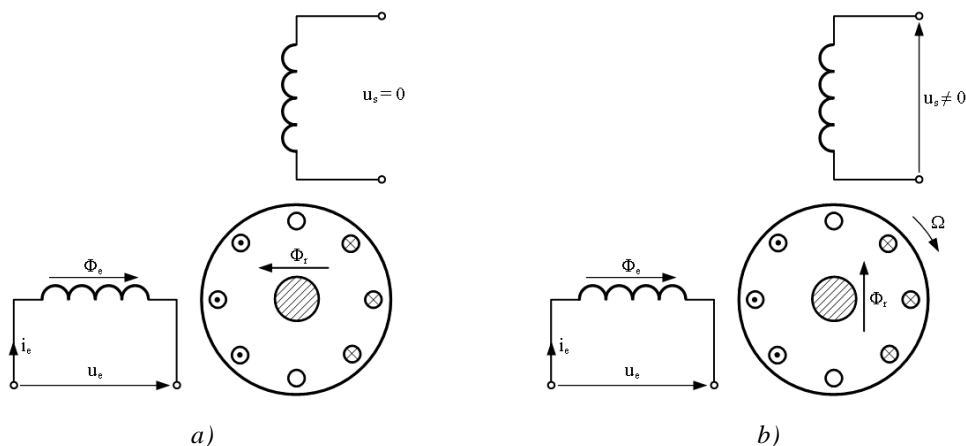


Figura 8.20

Fluxul  $\Phi_e$  este alternativ si induce în spiarele rotorice curenti, analog ca la un transformator cu secundarul în scurtcircuit. Fluxul rotoric, de reactie, ce apare, este orientat pe directia axei orizontale si tinde sa anuleze fluxul  $\Phi_e$ .

Fluxul rotoric,  $\Phi_r$ , are, deci, directia perpendiculara pe axa înfășurării de sarcina si, ca urmare, tensiunea indusa - în aceasta înfășurare - este nula.

În cazul când rotorul este antrenat cu viteza  $\Omega$ , fluxul de excitatie induce în conductoarele rotorice, pe lângă tensiunea statica – din cazul când viteza este nula – si o tensiune de rotatie. Curentii rotorici corespunzatori tensiunii de rotatie induse au sensurile indicate în figura 8.20, b încât rotorul se poate considera ca având si o înfășurare a carei axa este pe directia înfășurării de sarcina. Acum înfășurarea rotorica creaza si un flux  $\Phi_r$  orientat pe directia axei înfășurării statorice de sarcina, flux care induce, în aceasta, o tensiune  $u_s$ . Tensiunea de rotatie indusa în rotor este proportionala cu viteza  $\Omega$ , deci, si cu fluxul  $\Phi_r$ , adica si tensiunea indusa  $u_s$  are amplitudinea proportionala cu viteza de rotatie.

Frecventa tensiunii induse  $u_s$  este egala cu  $f_1$ , iar amplitudinea sa este, deci, proportionala cu viteza de rotatie  $\Omega$ . Frecventa de alimentare a TAB-ului este, de obicei, de 50 sau 400 Hz.

### *Caracteristicile tahogeneratoarelor asincrone bifazate*

Conform [3], [7], [9], tensiunea de mers în gol a acestor tahogeneratoare (tensiunea la bornele înfășurării de sarcina la mersul în gol) este de forma:

$$\underline{U}_{s0} = \frac{\underline{U}_e \cdot v}{\underline{a} + \underline{b} \cdot v^2}, \quad (8.38)$$

unde  $v = \frac{\Omega}{\Omega_1}$  este viteza relativa a rotorului.

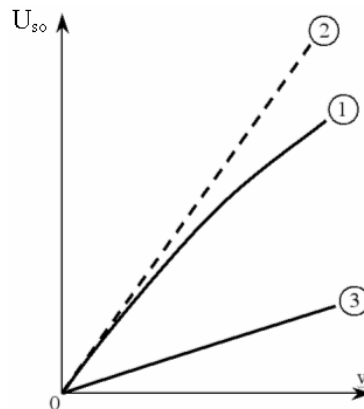


Figura 8.21

Rezulta ca, chiar la mersul în gol, dependenta  $U_{s0} = f(v)$  nu este o dreapta, aceasta caracteristica prezentand o curbare mai pronuntata la viteze mai mari (figura 8.21, curba 1). Fata de un tahogenerator ideal (curba 2, în figura 8.21) TAB-ul prezinta o eroare de liniaritate, cu atât mai mare cu cât viteza relativa  $v$  este mai mare.

Iata motivul pentru care este recomandat ca aceste tahogeneratoare sa lucreze la viteze mult mai mici decât viteza de sincronism, de obicei, în limitele (10 – 20)%. Se justifica, astfel, utilizarea frecventelor ridicate pentru alimentarea înfasurarii de excitatie (400 Hz). **Eroarea de liniaritate este cu atât mai mica cu cât rezistenta statorului si reactanta de scapari statorica este mai mica. Liniaritatea acceptabila a caracteristicii  $U_{s0} = f(v)$  se obtine prin cresterea rezistentei echivalente a rotorului**, când termenul  $\underline{a}$  de la numitor creste, iar  $\underline{b}$  scade [7]. În schimb, cresterea numitorului în expresia (8.38) micsoreaza valoarea tensiunii induse (curba 3 în figura 8.21).

Din acest motiv se construiesc rotoare din materiale cu rezistivitate marita (bronz fosforos sau aliaje de aluminiu), dar care sa prezinte o rezistenta mecanica ridicata, întrucât grosimea paharului trebuie luata cât mai mica.

La functionarea tahogeneratorului în sarcina apare o variatie a tensiunii dependenta de sarcina, de forma [7]:

$$\underline{U}_s = \underline{U}_{s0} - \underline{Z}_1 \cdot \underline{I}_s, \quad (8.39)$$

adica, pentru o anumita viteza, tensiunea  $\underline{U}_s$  difera fata de  $\underline{U}_{s0}$ , aceasta diferenta depinzând de caracterul sarcinii (de  $\underline{I}_s$  ca modul si defazaj). Printr-o adaptare corespunzatoare a sarcinii este posibila, chiar, liniarizarea caracteristicii, solutie valabila în cazul sarcinilor activ – capacitive. Practic se recurge la utilizarea unor condensatoare conectate în paralel cu sarcina, cu rolul de compensare al erorilor.

**O alta eroare întâlnita la TAB este cea datorata „tensiunii reziduale”**, adica, chiar, la viteza nula a rotorului, în înfasurarea de sarcina se induce o tensiune de valoare redusa. Acest fapt se datoreaza unor imperfectiuni constructive inerente:

- nerealizarea concentricitatii celor doua statoare, interior si exterior;
- decalarea spatiala, a înfasurarilor, la un unghi diferit de  $90^0$ , etc.

În scopul micsorarii acestor erori se utilizeaza înfasurari suplimentare statorice de compensare, alimentate de la aceeasi sursa ca înfasurarea de excitatie principala. Se poate obtine o diminuare a acestor erori la constructiile cu înfasurari de excitatie pe unul din statoare si înfasurarea de lucru (sarcina) pe celalalt stator, daca, cu ocazia, montarii masinii se roteste unul din statoare în pozitia pentru care tensiunea reziduala, masurata cu precizie, este minima, pozitie în care se realizeaza blocarea statorului respectiv.

Erorile de temperatura care apar se pot compensa daca se folosesc rezistente neliniare, cu caracteristici adecvate, în general, cu un coeficient de temperatura negativ.

## 8.4 Masini electrice speciale sincrone

La ora actuala, exista o mare diversitate de masini electrice speciale de tip sincron. Spatiul limitat al acestei lucrari nu permite decât o scurta prezentare a lor, prezentarea exhaustiva urmând a fi facuta într-o lucrare, de sine statatoare, dedicata masinilor electrice speciale.

Dintre masinile electrice speciale de tip sincron amintim:

- masini sincrone excitate cu magneti permanenti;
- masini sincrone reactive;
- motoare pas cu pas;
- motoare sincrone cu histerezis;
- masini sincrone cu comutatie statica.

### Masini sincrone cu magneti permanenti

În ultima vreme, o data cu dezvoltarea productiei de magneti permanenti cu performante îmbunatatite, s-a trecut, pe scara larga, la folosirea lor în excitarea masinilor sincrone. Aceasta solutie conduce la o serie de avantaje importante cum ar fi:

- *constructie simpla* – fara contacte alunecatoare si înfasurare de excitatie;
- *fiabilitate sporita*;
- *dimensiuni si greutate specifice reduse*;
- *randamente superioare*.

În anumite conditii motoarele cu magneti permanenti pot functiona la  $\cos \mathbf{j} = 1$  sau chiar capacitiv (în regim de *compensator sincron*, când se comporta ca o baterie de condensatoare, livrând putere reactiva) ceea ce constituie un avantaj important în comparatie cu motoarele asincrone si, chiar, cu cele sincrone reactive. Motoarele cu magneti permanenti se utilizeaza în actionari de viteza reglabila, fiind alimentate prin convertizoare de frecventa: în industria chimica sau textila, în medicina, în cinematografie, în sisteme automate, etc.

## Construcția masinilor sincrone cu magneti permanenți

Statorul masinilor sincrone cu magneti permanenți este similar cu al masinilor asincrone, posedând o înfasurare mono, bi, sau trifazată. Aceasta înfasurare este introdusă în crestături sau poate fi concentrată în jurul unor poli aparenti, mai ales la generatoarele sincrone.

Rotorul prezintă o mare diversitate constructivă, din care se pot distinge variantele:

- în construcție normală (cu poli aparenti și colivie de pornire) – figura 8.22;
- cu poli gheara – figura 8.23.

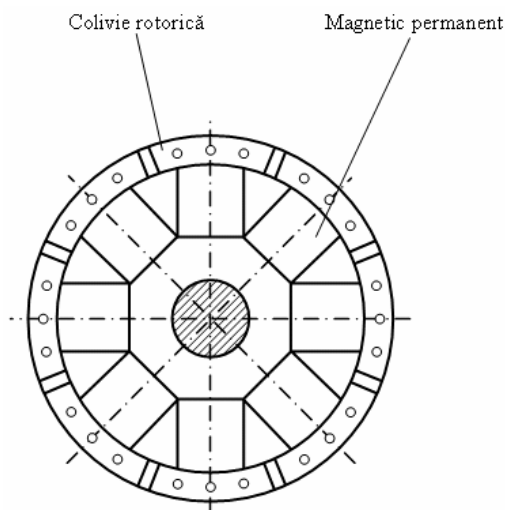


Figura 8.22

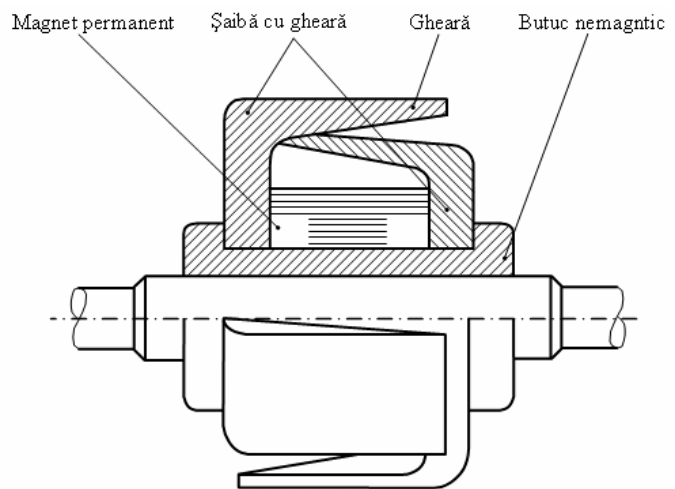


Figura 8.23

În figura 8.22, roata polară – magnet permanent plasată pe un butuc neferomagnetic poartă la exterior o coroană lamelară, în care sunt turnate bare din aluminiu, cupru sau aliaje ale acestuia, bare ce sunt scurtcircuitate prin inele frontale.

În figura 8.23, magnetul permanent are o formă de coroană cilindrică, magnetizată axial. Cele două saibe feromagnetice prezintă gheare care constituie poliile mașinii. Câmpul magnetic iese dintr-o gheara N, traversează întrefierul, o porțiune a statorului, alt întrefier și se închide prin gheara vecină S.

Prezența magnetului axial exclude posibilitatea demagnetizării sale de către câmpul de reacție al statorului. Ghearele masive permit pornirea acestor motoare, datorită curenților turbionari induși, întocmai ca la motoarele asincrone cu rotor masiv.

Construcția în formă de gheare este adoptată și la unele alternatoare de autovehicule, cu diferența că în locul magnetului permanent se folosește o înfasurare concentrată, cu spire realizate concentric cu butucul, înfasurarea respectivă fiind alimentată prin intermediul unui sistem de inele și perii de la un acumulator. Curentul de excitație este reglat, menținut între anumite limite, funcție de turație și de sarcină, de către un regulator automat.



### Caracteristicile masinilor sincrone cu magneti permanenti

Spre deosebire de masinile sincrone clasice, care sunt utilizate, prin excelenta, în regim de generator, masinile sincrone excitate cu magneti permanenti sunt utilizate, cu preponderenta, ca motoare. Cea mai importanta caracteristica a acestor masini este reprezentata de *caracteristica unghiulara*,  $M = f(\theta)$ . La fel ca la masinile sincrone clasice (pentru simplitate, în analiza, consideram cazul masinilor sincrone cu poli înecati), daca  $\theta_0 \leq 0$  ( $\theta_0$  - unghiul initial de pozitie al rotorului, legat de unghiul intern al masinii,  $\delta$ , conform [7], prin relatia  $\theta_0 = -\frac{\pi}{2} - \delta$ ), si neglijând rezistenta înfasurarii statorice ( $R = 0$ ), pentru *cuplul electromagnetic* dezvoltat de motor (considerat trifazat) se obtine [9]:

$$M_e = \frac{3 \cdot U \cdot E_{f0}}{\omega \cdot X_s} \cdot \sin |\theta_0|, \quad (8.40)$$

unde:

- U – este tensiunea pe faza în stator;
- $E_{f0}$  – este tensiunea indusa prin miscare de catre magnetul permanent;
- $\omega$  – este pulsatia curentilor statorici;
- $X_s$  – reactanta sincrona.

Pe baza relatiei (8.40) se pot trasa caracteristicile unghiulare ale motorului. În realitate, valoarea maxima a cuplului sincron (exprimat de relatia (8.40)) depinde, într-o masura importanta, de valoarea rezistentei statorice. Notând cu:

$$m = \frac{M_e}{M_{\max}}, \quad M_{\max} = \frac{3 \cdot U_N^2}{\omega \cdot X_s} \quad (\text{obtinut pentru } \delta = 0 \text{ si } E_{f0} = U_N) \text{ si } b = \frac{R}{X_s}, \quad (8.41)$$

considerând expresia exacta a cuplului electromagnetic [9] (când nu se neglijeaza  $R$ ),

$$M_e = \frac{3}{\omega} \cdot \frac{U \cdot E_{f0} \cdot (R \cdot \cos \theta_0 - X_s \cdot \sin \theta_0) - R \cdot E_{f0}^2}{X_s^2 + R^2}, \quad (8.42)$$

obtinem, pentru cuplul specific:

$$m = \frac{b \cdot \cos |\theta_0| + \sin |\theta_0| - b}{1 + b^2}. \quad (8.43)$$

Valoarea maxima a cuplului se obtine pentru  $b = \text{ctg} |\theta_0|$ , si are expresia:

$$m_{\max} = \frac{1 - \frac{b}{\sqrt{1 + b^2}}}{\sqrt{1 + b^2}}. \quad (8.44)$$

De asemenea, pentru  $b = 0$  rezulta

$$m = \sin|\theta_0|, \quad (8.45)$$

iar pentru  $\theta_0 = 0$ , rezulta  $m = 0$ , indiferent de  $b$ .

În figura 8.23 s-au trasat caracteristicile unghiulare  $m = f(\theta_0)$ , pentru regimul de motor, luându-se în considerare diverse valori ale lui  $b$ .

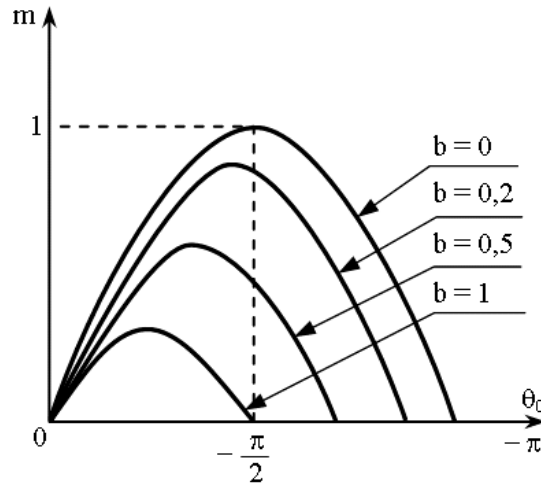


Figura 8.24

Dupa cum se observa, cuplul maxim si zona de functionare stabila se diminueaza odata cu cresterea rezistentei statorice.

Din relatia (8.42) se mai deduce faptul ca, *pentru rezistente statorice mici, cuplul maxim creste odata cu  $E_{f0}$ , adica se obtin performante bune daca magnetii permanenti posedea inductii remanente cât mai mari*. Motoarele cu magneti permanenti lucreaza cu o capacitate de suprasarcina de 1,5 – 2, daca unghiul  $|\theta_0|$  are valori de  $30^\circ - 40^\circ$ .

### Tahogeneratoare sincrone

Satorul tahogeneratorului sincron cuprinde o înfasurare monofazata, de obicei, plasata în crestaturi sau concentrata în jurul unor poli aparenti. Rotorul, cu poli din magneti permanenti de polaritati alternative (figura 8.25), este solidar cu organul mobil a carui viteza trebuie evaluata. Valoarea efectiva a tensiunii induse, la gol, în înfasurarea statorica, este:

$$E_{f0} = 4,44 \cdot f \cdot k_b \cdot N \cdot \Phi_e = 4,44 \cdot \frac{p \cdot n}{60} \cdot k_b \cdot N \cdot \Phi_e = k_e \cdot n = k_e' \cdot \Omega, \quad (8.46)$$

adica este proportionala cu viteza, în conditiile în care fluxul de excitatie,  $\Phi_e$ , ramâne constant.

La functionarea în sarcina, caracterizata prin impedanta  $\underline{Z}_s$ , apare o abatere de la liniaritate a caracteristicii  $U_e = f(n)$ , pe de o parte datorita faptului ca intervine reactia indusului si caderea de tensiune interna, iar pe de alta parte, datorita faptului ca tensiunea indusa si reactantele interne si de sarcina depind de viteza de rotatie,  $n$ .

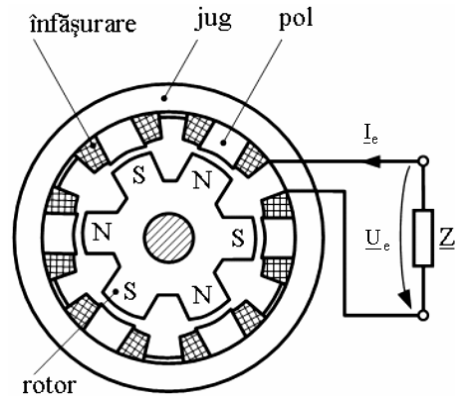


Figura 8.25

Ecuatia de tensiuni se poate scrie în forma simplificata:

$$\underline{U}_e = \underline{E}_{f0} + \underline{Z}_i \cdot \underline{I}_e, \quad (8.47)$$

unde  $\underline{Z}_i$  este impedanta interna a tahogeneratorului, iar  $\underline{I}_e$  este curentul de iesire (de sarcina) defazat fata de  $\underline{E}_{f0}$  la un unghi de aproximativ  $\pi$  radiani. Astfel se poate aprecia ca, în sarcina, modulul tensiunii  $\underline{U}_e$  scade fata de situatia de mers în gol.

Având în vedere expresia curentului,

$$\underline{I}_e = -\frac{\underline{E}_{f0}}{(\underline{Z}_i + \underline{Z}_s)}, \quad (8.48)$$

obtinem:

$$\underline{U}_e = -\underline{Z}_s \cdot \underline{I}_e = \frac{\underline{E}_{f0}}{1 + \frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_s}} = \frac{k_e'}{1 + \frac{R_i + j \cdot p \cdot \Omega \cdot L_i}{R_s + j \cdot p \cdot \Omega \cdot L_s}}, \quad (8.49)$$

unde  $R_i, L_i$ , respectiv,  $R_s, L_s$  sunt parametrii înfășurării statorului, respectiv, ai sarcinii. În cele de mai sus s-a considerat  $\underline{E}_{f0}$  drept origine de faza. Expresia (8.49) arata ca erorile de liniaritate sunt, în anumite conditii, destul de pronuntate, ceea ce face ca *aceste tahogeneratoare sa fie folosite numai pentru masurarea vitezei*, fara a fi folosite în sisteme automate. Demagnetizarile accidentale ale magnetilor permanenti constituie o noua sursa de erori ale tahogeneratoarelor sincrone.

## Masini sincrone reactive

Masiniile sincrone reactive sau de reluctanta sunt acele masini la care una din armaturi, de obicei rotorul, nu prezinta înfasurare de excitatie. Cuplul masinii reactive se datoreste neuniformitatii rotorului sau diferentei dintre reluctantele masinii pe cele doua axe  $d$  si  $q$ . Absenta înfasurarii de excitatie conduce la unele avantaje constructive (cost redus) precum si la unele avantaje în exploatare (absenta contactelor perii – inele). În regim de motor, aceste masini dezvolta puteri de la zeci de watti la zeci de kilowatti, la factor de putere, gabarite si randamente apropiate de cele ale masinilor asincrone. Domeniile de utilizare sunt diverse: la înregistrarea si redarea sunetelor, la instalatii de radiolocatie, în aparatura medicala, cinematografie, tehnica de calcul, pompe etalon în industria chimica, în industria textila, ceasornicarie, etc.

Motoarele reactive pot fi monofazate sau trifazate, ultimele capatând, în ultima vreme, o larga raspândire, fiind comandate si cu comutatoare statice de frecventa.

Din punct de vedere al constructiei, aceste motoare sunt asemanatoare cu cele asincrone, dar rotorul prezinta poli aparenti fara înfasurare de excitatie. Statorul se executa, de obicei, în doua variante: cu înfasurare distribuita în crestaturi sau cu înfasurare concentrata.

### *Constructia motoarelor sincrone reactive (cu reluctanta variabila)*

Pentru a se obtine un factor de putere si un cuplu cât mai mare este necesar ca raportul  $\frac{X_d}{X_q}$  sa aiba o valoare cât mai mare în raport cu unitatea. Astfel pentru  $\frac{X_d}{X_q} = 5$ , se gaseste  $(\cos \varphi)_{\max} = 0,67$ , în timp ce pentru  $\frac{X_d}{X_q} = 1,5$  (asa cum se întâmpla în cazul masinilor clasice cu excitatie),  $(\cos \varphi)_{\max} = 0,2$ . Astfel se explica straduintele constructorilor de a cauta sa ridice cât mai mult valoarea raportului  $\frac{X_d}{X_q}$  pentru ca motorul reactiv sa poata concura cu alte tipuri de motoare de curent alternativ. În acest scop se apeleaza la constructii de felul celor din figura 8.26, b, c, d spre deosebire de constructia normala schitata în figura 8.26, a (pentru patru poli si cu bare formând o colivie necesara asigurarii cuplului de pornie). În figurile 8.26, b, c si d sunt schitate variante constructive pentru doi, respectiv, pentru patru poli cu “bariere” din aluminiu în drumul liniilor câmpului transversal. Rolul coliviei de pornire este îndeplinit de data aceasta de rotorul masiv în care se induce curentii turbionari. Cu astfel de constructii se realizeaza valori ale raportului

$\frac{X_d}{X_q} = 4 \div 5$ . În figura 8.26, d este redată o variantă prin care se asigură  $\frac{X_d}{X_q} = 8 \div 10$ . La asemenea valori ale lui  $\frac{X_d}{X_q}$  motorul reactiv atinge performanțe energetice suficient de apropiate de cele ale motorului asincron.

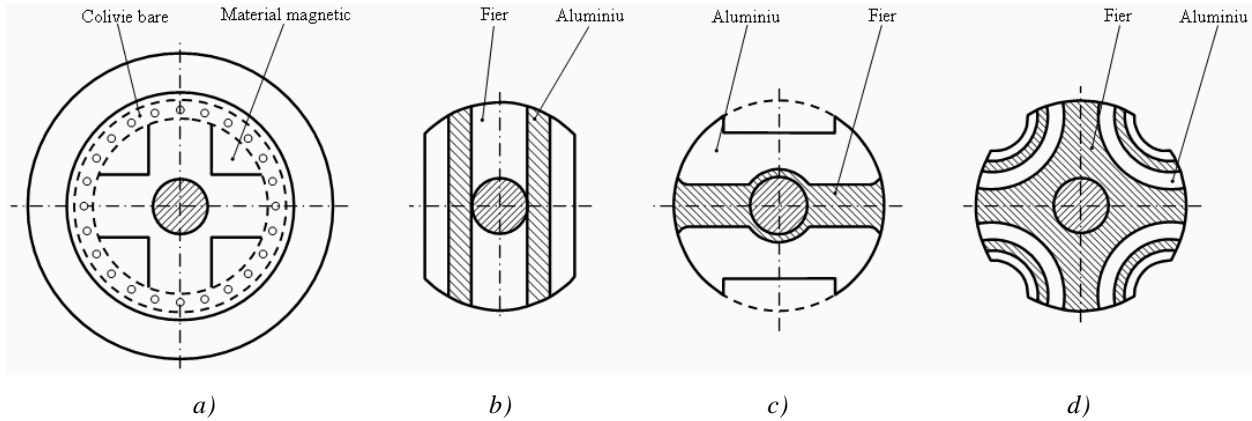


Figura 8.26

Pornirea motoarelor de acest tip se face în asincron, colivia de bare, respectiv barierele nemagnetice jucând rolul coliviei de veverta.

Motoarele cu reluctanță variabilă sunt simple, robuste, ieftine și se construiesc într-o gamă largă de puteri, de la zeci de wați la zeci de kilowați, cu randamente și gabarite asemănătoare motoarelor asincrone.

### Motorul de curent continuu fără perii (cu comutație electronică)

La motoarele de c.c. convenționale, excitația este plasată pe stator, iar înfășurarea indusă pe rotor. În astfel de condiții este imposibilă realizarea unui motor fără perii. De aceea, acest tip de motor utilizează construcția inversă, similară oarecum celei a unui motor sincron cu magneti permanenți. Înfășurarea indusă este deci pe stator și este similară unei mașini de c.a. polifazată, în cel mai eficient caz, trifazată (figura 8.27, a). Rotorul este bipolar și realizat din magneti permanenți. Motorul fără perii diferă însă de motorul sincron prin aceea că primul trebuie prevăzut cu un dispozitiv care să detecteze poziția rotorului și să comande contactoarele electronice prin semnale adecvate. Cele mai frecvente traductoare de poziție utilizează fie efectul Hall, fie senzori optici.

Pentru a înțelege principiul de funcționare al motorului de c.c. fără perii, ne vom referi la figura 8.27, în care statorul are trei înfășurări de fază concentrate pe proeminentele polare  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$  (figura 8.27, a). În serie cu fazele statorice sunt conectate tranzistoarele  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$ . Cele trei

tranzistoare sunt comandate de trei fototranzistoare  $FT_1$ ,  $FT_2$ ,  $FT_3$  plasate pe o placa frontala fixata de stator (figura 8.27, a, b) la unghiuri de  $120^\circ$ . Aceste fototranzistoare sunt expuse succesiv la o sursa de lumina cu ajutorul unui ecran mobil, solidar cu arborele, care lasa un fototranzistor expus, în timp ce celelalte doua sunt obturate.

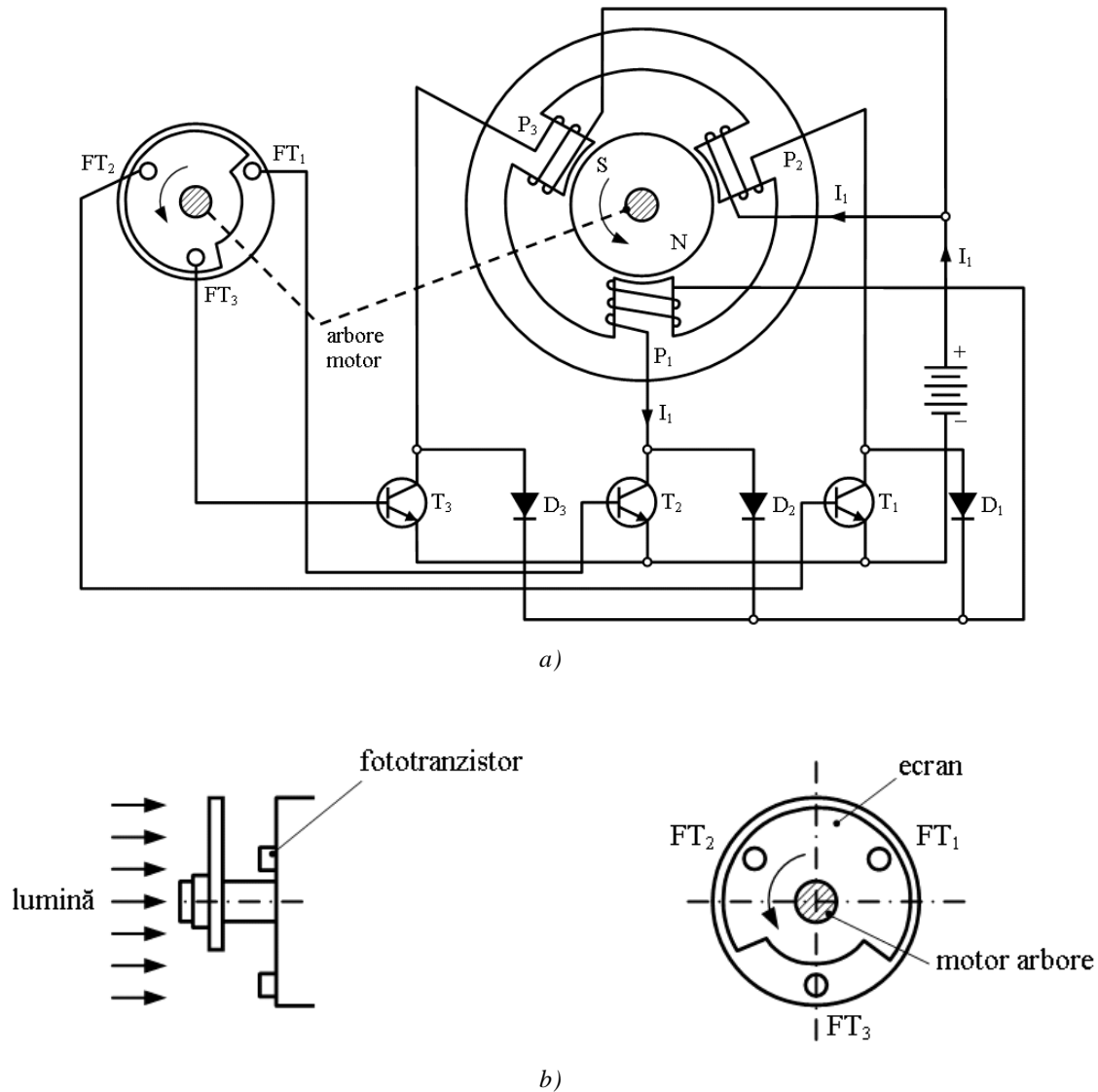


Figura 8.27

Sa presupunem ca înainte de a se conecta sursa de c.c., rotorul motorului si ecranul se afla în pozitia aratata în figura 8.27, a. La conectarea sursei, în situatia precizata este iluminat  $FT_1$  si tranzistorul  $T_1$  intra în conductie, curentul debitat de sursa de c.c. trecând prin spirele fazei 1. Polul  $P_1$  este de polaritate N, liniile de câmp iesind din pol. Rotorul - magnet permanent se va roti si va tinde sa se aseze cu polul sau S în dreptul polului  $N_1$  statoric, deviatia fiind de  $120^\circ$  de grade în sens trigonometric. Dar înainte de a realiza rotirea de  $120^\circ$ , fototranzistorul  $FT_1$  va fi obturat, tranzistorul  $T_1$  blocându-se. În schimb fototranzistorul  $FT_2$  va fi iluminat, iar faza 2 va fi alimentata prin tranzistorul  $T_2$ . Rotorul își va continua rotatia cautând sa-si plaseze polul S în dreptul polului  $N_2$  s.a.m.d.. Energia localizata în câmpul magnetic al fazei 1, alimentata anterior, se va epuiza printr-un

curent care se va închide prin dioda de recuperare  $D_1$ , faza 1 influentând, deci, miscarea rotorului printr-un cuplu de sens opus miscării principale impuse acum de faza 2.

Motorul descris prezintă și un alt dezavantaj, și anume curentul prin fazele statorice trece numai într-un singur sens, cel permis de tranzistor și de dioda respectivă. Se poate crește eficiența motorului, dacă curentul de faza va fi alternativ, ceea ce se poate obține cu motorul prezentat schematic în figura 8.28, a. Cele trei faze sunt alimentate printr-o punte de tranzistoare  $T_1 \dots T_6$ , comandate prin același traductor optic de poziție cu cele șase fototranzistoare și ecran solidar cu arborele. Ecranul este astfel realizat (figura 8.28, b și c) încât ține în conducție simultană trei tranzistoare, conform schemei din tabelul 1, în care cifra 1 semnifică starea de conducție, iar 0 starea de blocare.

Tabelul 1

INTERVALUL	1	2	3	4	5	6
$T_1$	1	1	1	0	0	0
$T_2$	0	0	0	1	1	1
$T_3$	0	0	1	1	1	0
$T_4$	1	1	0	0	0	1
$T_5$	1	0	0	0	1	1
$T_6$	0	1	1	1	0	0

În figura 8.28, d se prezintă poziția rotorului magnet - permanent înainte de a se conecta sursa de c.c. la puntea de tiristoare. În momentul conectării sursei (intervalul 1 în tabelul 1), fototranzistoarele  $FT_1$ ,  $FT_4$  și  $FT_5$  fiind iluminate de sursa de lumină, vor comanda intrarea în conducție a tranzistoarelor respective  $T_1$ ,  $T_4$  și  $T_5$ . Curentul sursei va trece prin faza  $U_1 - U_2$  și respectiv  $V_1 - V_2$ , cu sensurile indicate și în figurile 8.28, a și d. Liniile câmpului magnetic vor polariza statorul după axa înfășurării  $W_1 - W_2$  neparcursă de curent. Rotorul va fi solicitat de un cuplu electromagnetic de sens trigonometric și va tinde cu axa sa S - N să se plaseze pe această axă  $W_1 - W_2$ . Dar odată cu deplasarea sa, ecranul obturează fototranzistorul  $FT_5$  și permite iluminarea fototranzistorului  $FT_6$ . Tranzistorul  $T_5$  se va bloca, iar tranzistorul  $T_6$  intra în conducție.

Începe intervalul 2 din tabelul 1. Curentul debitat prin sursă va trece jumătate prin faza  $U_1 - U_2$  și jumătate prin faza  $W_2 - W_1$ , axa statorică mutându-se pe axa  $V_2 - V_1$ . Rotorul va fi atras spre noua axa statorică s.a.m.d..

Se remarcă imediat că printr-o fază statorică oarecare curentul este alternativ, faza respectivă contribuind la dezvoltarea cuplului activ la ambele alternanțe ale curentului. Evident, tensiunea aplicată unei faze este, de asemenea, alternativă.

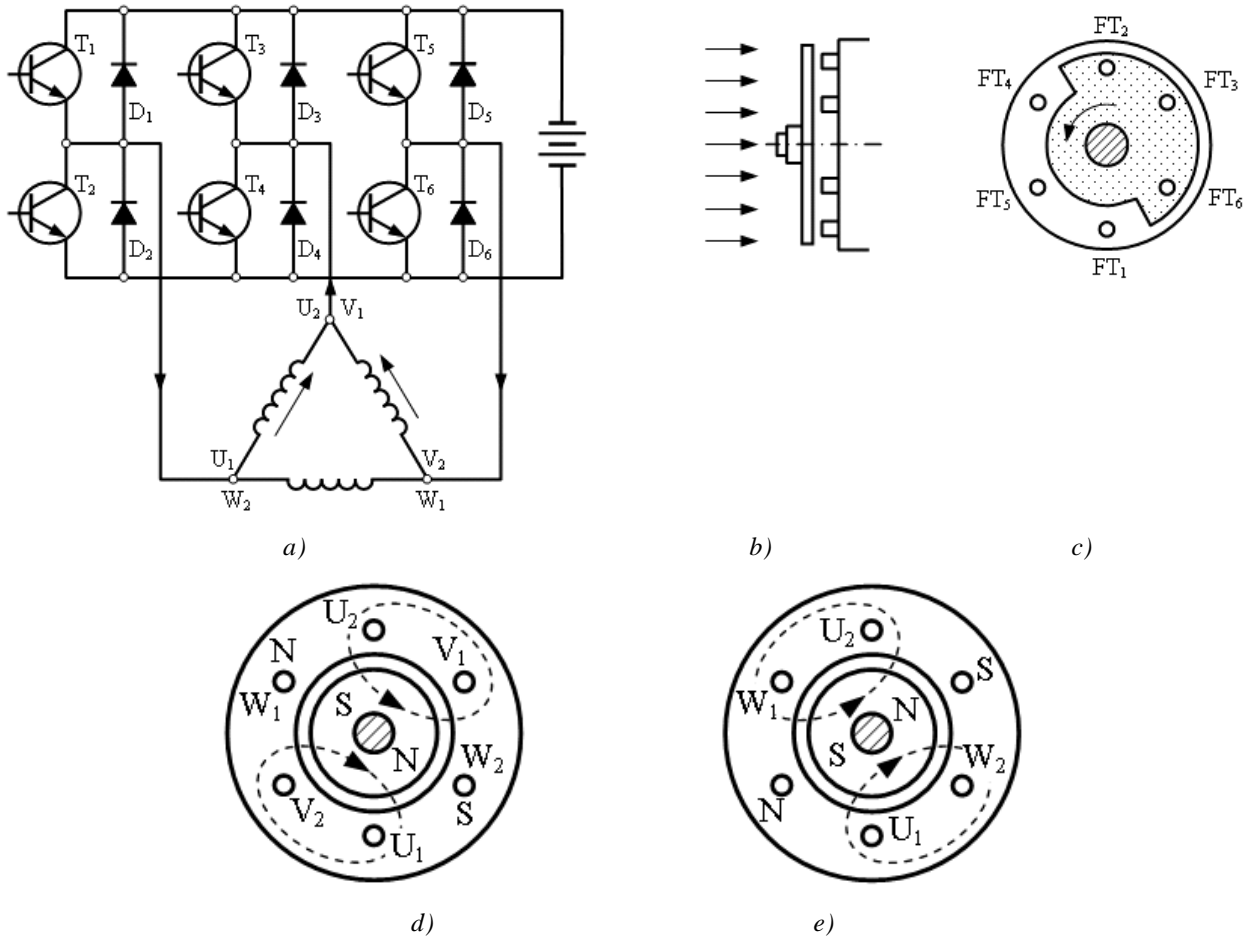


Figura 8.28

În cazul masinii de c.c fara perii, faza tensiunii de alimentare depinde de directia rotorului, respectiv de unghiul dintre fazorul tensiunii  $\underline{U}$  aplicate si cel al t.e.m.  $\underline{E}_0$  induse de excitatie (rotor), fiind fixata prin pozitia traductorului de pozitie. Rezulta deci ca, în comparatie cu motorul sincron, acest motor actioneaza la unghi intern  $\theta$  constant, independent de gradul de încarcare al motorului. Acesta proprietate face ca acest motor sa aiba caracteristici mecanice distincte.

Ca la orice masina sincrona, presupunând polii înecati pe rotor si stator cilindric, cu neglijarea rezistentei de faza, rezulta pentru cuplul electromagnetic expresia:

$$M = \frac{3 \cdot U \cdot E_0}{X_s \cdot \Omega} \cdot \sin \theta \tag{8.50}$$

O fiind viteza unghiulara, iar  $X_s$  reactanta sincrona.

Cum  $E_0 = k_E \cdot \Phi_E \cdot \Omega$  si  $X_s = \omega \cdot L_s = p \cdot \Omega \cdot L_s$ ,  $p$  reprezentând numarul de perechi de poli ai masinii,  $\omega$  pulsatia tensiunii,  $L_s$  inductivitatea sincrona, rezulta:

$$M = - \frac{3 \cdot k_E \cdot \Phi_E \cdot U}{L_s \cdot \Omega} \cdot \sin \theta. \tag{8.51}$$



Dar  $\theta = \text{ct.}$  si, deci, dependenta  $\Omega = f(M)$ , adica chiar caracteristica mecanica, este o hiperbola echilatera, deci o caracteristica foarte apropiata de cea a motorului serie de c.c..

Avantajele motorului de c.c. fara perii sunt importante: disparitia colectorului si a periilor (lipsa uzurii si a întretinerii); reducerea dimensiunilor (prin disparitia colectorului si a polilor auxiliari); sursa de caldura cea mai importanta, adica înfasurarile de faza, sunt plasate pe stator, facilitând transmiterea caldurii spre exterior; viteze ridicate pîna la 30.000 rot/min, cât permit comutatia tranzistoarelor; functionare silentioasa.

Ca dezavantaje, citam: necesitatea unei instalatii electronice relativ complexe; pret de cost ridicat; sensibilitate la suprasarcini si scurtcircuit.

Motorul de c.c. fara perii (cu comutatie electronica) se aplica la puteri foarte mici si mici cu deosebit succes la imprimantele cu raza laser, actionarea floppy-discurilor, sonare, pick-upuri, etc., precum si la puteri medii la actionarea avansurilor masinilor unelte cu comanda prin calculator si a robotilor industriali.

### Motorul pas-cu-pas

Acest tip de motor, denumit uneori si motor sincron cu pulsuri, transforma pulsurile electrice de tensiune în deplasari unghiulare discrete. La primirea unui puls rotorul motorului își schimba pozitia cu un unghi bine precizat, functie de puls. Unghiul minim de deplasare a rotorului este denumit *pas*. Motoarele pas-cu-pas si-au gasit o larga aplicare în sistemele de comanda automata pe baza de program a actionarilor masinilor-unelte, a unor mecanisme si dispozitive, în tehnica rachetelor. Ele îndeplinesc deci functia unor elemente decodificatoare, transformând informatia primita sub forma unor pulsuri electrice în pasi unghiulari de pozitie.

*Motoarele pas-cu-pas permit realizarea unor sisteme automate de tip discret care nu au nevoie de legaturi inverse (reactii)*, deoarece stabilesc o corespondenta directa riguros univoca între informatia primita si deplasarea unghiulara realizata.

În practica motoarele pas-cu-pas se construiesc în multe variante: motoare cu unul sau mai multe statoare, cu înfasurari de comanda distribuite sau concentrate, cu rotor cu poli aparenti fara înfasurare de excitatie (motor reactiv) sau cu magneti permanenti.

Un prim tip de motor reactiv utilizat deseori în actionarea masinilor-unelte, are statorul cu poli aparenti cu înfasurari de comanda concentrate în numar de sase (figura 8.29). Bobinele polilor diametral opusi se conecteaza în serie si cele trei circuite astfel realizate pentru cei sase poli se alimenteaza de la o sursa de curent continuu prin intermediul unui comutator electronic.

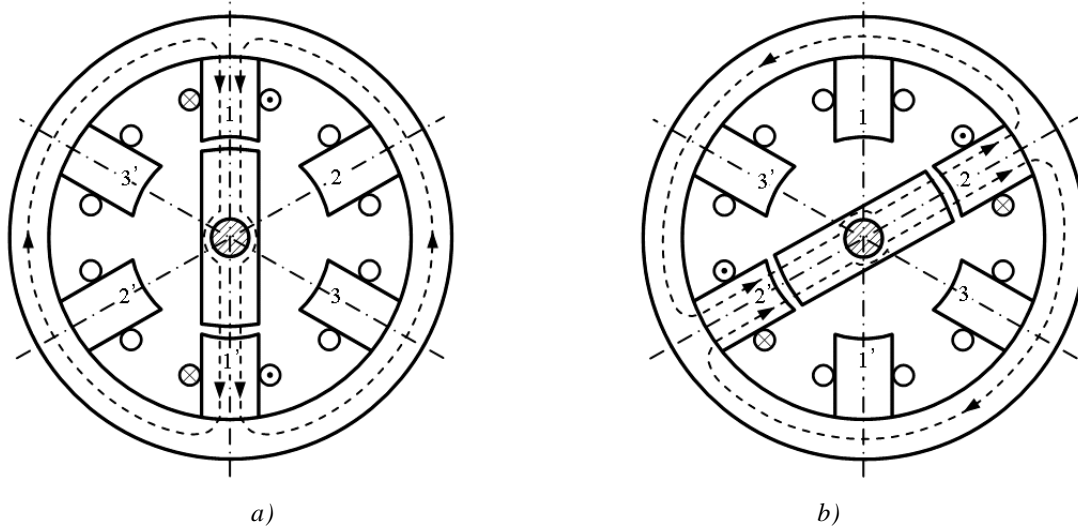


Figura 8.29

Rotorul motorului este cu poli aparenti (fara înfasurare) în număr de doi. La aplicarea unui puls de curent în bobinele polilor 1—1', rotorul este supus unui cuplu reactiv, sub acțiunea căruia are loc deplasarea până axa sa coincide cu axa polilor 1—1' (figura 8.29, a). Dacă, apoi, se alimentează bobinele polilor 2—2', atunci rotorul se deplasează înspre polii 2—2', ocupând în cele din urmă o poziție în care axa sa coincide cu axa de simetrie 2—2', pasul realizat fiind de  $60^\circ$  (figura 8.29). Continuând în maniera prezentată alimentarea succesivă a bobinelor statorice, motorul pas-cu-pas descris realizează 6 pași la o rotație completă.

Dacă rotorul are patru proeminente polare, atunci sub acțiunea a două pulsuri succesive de excitație, pasul realizat este de  $30^\circ$  (figura 8.30). În acest fel motorul realizează la o rotație un număr dublu de pași, adică 12.

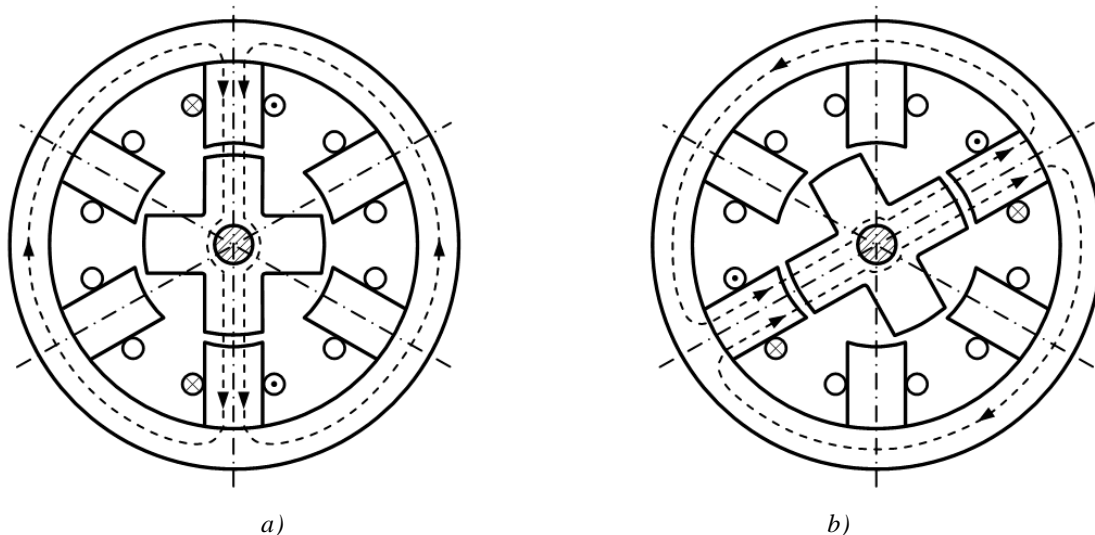


Figura 8.30

Motoarele pas-cu-pas de tip reactiv dezvoltă cupluri electromagnetice de sincronizare mai mici, dar pot fi utilizate la frecvențe de succesiune a pulsurilor de comandă de până la 2000—3000 Hz.

Motoarele pas-cu-pas cu magneti permanenti pot ajunge pâna la 300 — 400 Hz. La cupluri rezistente mari, motoarele electrice pas-cu-pas se asociaza cu amplificatoare hidraulice de cuplu.

Parametrii mai importanti ai motoarelor pas-cu-pas sunt:

- **pasul** exprimat în grade, exprima valoarea unghiului de rotatie realizat la primirea unui impuls de comanda;
- **cuplul critic** reprezinta cuplul maxim rezistent la care rotorul nu se pune în miscare, o înfasurare **de comanda fiind alimentata**;
- **cuplul limita** se defineste pentru o frecventa data a pulsurilor de comanda ca fiind cuplul rezistent maxim la care motorul raspunde fara a iesi din sincronism cu pulsurile de comanda, fara a pierde pasi;
- **frecventa maxima de pornire** reprezinta frecventa pulsurilor de comanda la pornire, pentru care motorul nu pierde **pasi**;
- **frecventa maxima de oprire** se defineste analog din conditia ca motorul sa nu piarda pasi la oprire.