

CAP.5. MAȘINI ȘI TRANSFORMATOARE ELECTRICE

5.1. Transformatoare electrice

5.1.1. Transformatorul monofazat

5.1.1.1. Generalități

Se numește transformator electric un dispozitiv electromagnetic care prin fenomenul de inducție, transformă parametrii energiei electrice în curent alternativ (frecvența rămâne aceeași).

Schema de principiu a unui transformator este dată în fig.5.1. În general, un transformator este format dintr-un miez feromagnetic pe care se află două înfășurări: una **primară** și una **secundară**. Înfășurarea primară, cu N_1 spire, primește energia electrică la o tensiune U_1 iar înfășurarea secundară, cu N_2 spire, cedează energia electrică receptorului de impedanță Z , la o tensiune U_2 . Înfășurarea supusă la o tensiune mai mare se numește înfășurare de înaltă tensiune, iar cea supusă la o tensiune mai mică se numește înfășurare de joasă tensiune.

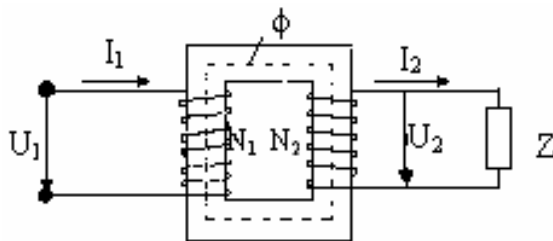


Fig.5.1

Dacă înfășurarea de înaltă tensiune este legată la sursa de energie, atunci transformatorul este coborâtor de tensiune, în caz contrar transformatorul este ridicător de tensiune.

Transformatorul electric permite să se transforme parametrii energiei electrice din primar (tensiune, curent), obținându-se în secundar parametrii necesari receptorului. În cele ce urmează toate mărimile referitoare la primar se vor nota cu indicele 1 (de exemplu: U_1 , I_1 , P_1 , N_1 , E_1 etc.), iar cele referitoare la secundar cu indicele 2.

Clasificare transformatoarelor se poate face după mai multe criterii:

- după numărul de faze, transformatoarele pot fi: monofazate și trifazate;

- în funcție de numărul înfășurărilor plasate pe miez există: transformatoare cu două înfășurări (primar și secundar) și cu mai multe înfășurări (de exemplu: cu mai multe înfășurări secundare);

- după destinația lor, transformatoarele se împart în două categorii mari: transformatoare pentru transportul și distribuția energiei electrice și transformatoare pentru instalațiile de utilizare a energiei electrice. Prima categorie sunt transformatoare de putere și servesc pentru transformarea parametrilor energiei electrice în vederea transportului și distribuției energiei electrice.

Transformatoarele pentru instalațiile de utilizare a energiei electrice sunt de o mare diversitate constructivă, în funcție de rolul concret pe care trebuie să-l îndeplinească. Astfel se construiesc: transformatoare pentru acționări electrice; transformatoare pentru cuptoare electrice; transformatoare pentru protecția muncii; transformatoare pentru sudură; transformatoare de măsură; transformatoare pentru redresare; transformatoare pentru circuite electronice (care la rândul lor pot fi foarte diverse în funcție de construcție, destinație, frecvența tensiunii de alimentare, performanțele impuse), etc..

5.1.1.2. Elementele constructive

Elementele constructive de bază ale transformatorului electric monofazat sunt: *miezul feromagnetic* și *înfășurările transformatorului* (primară, respectiv secundară).

Miezul feromagnetic servește pentru închiderea liniilor de câmp magnetic. El se construiește din tole de oțel electrotehnic aliat cu siliciu (aproximativ 4%), izolate între ele cu lac sau un strat de oxid și cu o grosime de 0,35mm sau 0,5mm. Utilizarea tolelor silicioase duce la micșorarea pierderilor de energie prin curenți turbionari și celor datorate fenomenului de histerezis. La transformatoarele de înaltă frecvență, miezul este construit din materiale speciale (ca de exemplu ferită), care au pierderi mici la frecvențe ridicate. Forma miezului poate fi cu coloane (fig.5.2) sau în manta (fig.5.3 și 5.4).

Pentru miezul din fig.5.4, care este compus din două părți: una în formă de E notată cu 1 și una în formă de I notată cu 2, așezarea tolelor trebuie să se facă de asemeni în așa fel încât spațiile libere de la îmbinarea tolelor (3) să alterneze.

Strângerea tolelor la asemenea transformatoare se realizează prin nituire, iar secțiunea transversală a coloanelor este un pătrat la

transformatoarele de mică putere și în trepte la transformatoarele de

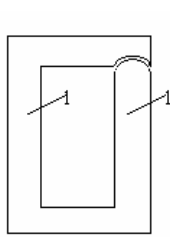


Fig.5.2

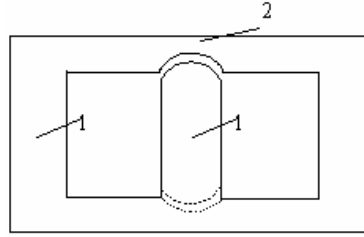


Fig.5.3

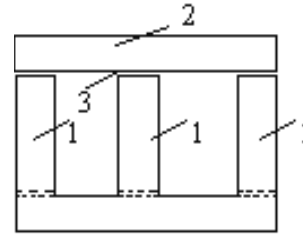


Fig.5.4

putere mare.

Înfășurările transformatorului monofazat se execută în două forme: fie concentrice, fie alternante.

Înfășurările concentrice sunt în general înfășurări cilindrice coaxiale, înfășurarea de joasă tensiune așezându-se în apropierea miezului, iar cea de înaltă tensiune înconjurând pe cea de joasă tensiune (fig.5.5a). Înfășurările alternante se execută în așa fel încât pe înălțimea unei coloane alternează părți (bobine) ale înfășurării de joasă tensiune cu părți (bobine) de înaltă tensiune (fig.5.5b). Înfășurările primară și secundară se execută din spire circulare realizate din conductoare de cupru sau aluminiu izolate (emailate sau izolate cu fire de bumbac).

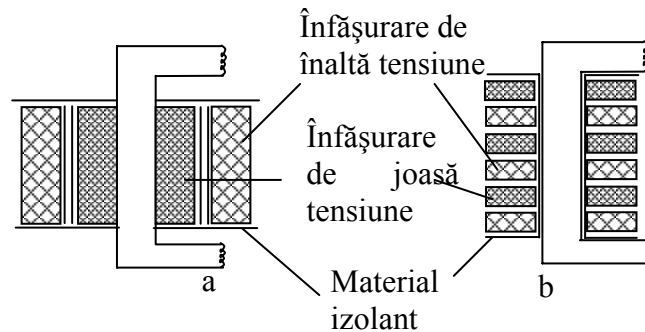


Fig.5.5

Înfășurările primare și secundare, sunt izolate între ele prin zone de aer sau straturi izolatoare din diferite materiale (carton electrotehnic, novolit etc.), precum și față de miezul feromagnetic. În cazul transformatoarelor de mică putere, înfășurările sunt în general, concentrice, dată fiind tehnologia mai simplă.

În afară de elemente constructive de bază, la transformatoarele de putere, la care pierderile de energie sunt mari și deci trebuie să se asigure

o răcire bună, miezul feromagnetic cu înfășurările transformatorului se introduc într-o **cuvă** umplută cu ulei izolant, numit ulei de transformator. În cazul transformatoarelor de putere foarte mare (peste 1 MVA), întrucât răcirea nu poate fi asigurată de o circulație naturală a uleiului din cuvă, se utilizează o circulație forțată a uleiului cu ajutorul unor pompe. Cuvă transformatoarelor în ulei se realizează din tablă de oțel. Pereții laterali ai cuvei sunt formați din tablă ondulată sau țevi pe părțile frontale, în scopul măririi suprafeței de răcire.

Uleiul din cuvă joacă un rol important atât prin calitățile izolatoare mult mai bune decât ale aerului, cât și prin îmbunătățirea răcirii înfășurărilor. Pentru asigurarea umplerii cuvei cu ulei, pe capacul cuvei se află un vas cilindric, numit **conservator** umplut tot cu ulei, care preia și variațiile de volum ale uleiului datorate temperaturii de funcționare.

Pe capacul cuvei se fixează și izolatoarele de trecere a conductoarelor, care stabilesc legătura între înfășurările transformatorului și rețeaua exterioară. De obicei izolatoarele sunt din porțelan. Dimensiunile și forma lor depind de tensiunea de funcționare a înfășurărilor.

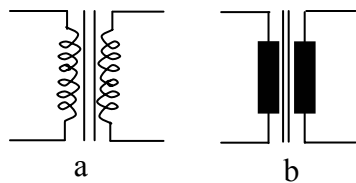


Fig.5.6

Reprezentarea simbolică a transformatorului monofazat este dată în fig.5.6a și 5.6b.

5.1.1.3. Principiul de funcționare al transformatorului monofazat

Funcționarea transformatorului se bazează pe fenomenul inducției electromagnetice. La trecerea curentului I_1 prin înfășurarea primară (fig.5.1), se va forma un câmp magnetic alternativ a cărui linii de câmp se vor închide prin miezul feromagnetic, intersectând atât spirele primarului cât și cele ale secundarului. În înfășurarea primară se va induce o t.e.m. de autoinducție, iar în cea secundară o t.e.m. de inducție mutuală. Valorile instantanee ale acestor t.e.m., vor fi:

$$e_1 = -N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{și} \quad e_2 = -N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (5.1)$$

unde ϕ reprezintă valoarea instantanee a fluxului magnetic. Considerând $\phi = \phi_m \sin \omega t$ (proporțional cu curentul din primar), rezultă:

$$e_1 = -N_1 \omega \phi_m \cos \omega t = N_1 \omega \phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.2)$$

$$\text{și} \quad e_2 = N_2 \omega \phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (5.3)$$

$$\text{Symbolic:} \quad \underline{E}_1 = E_1 e^{-j\frac{\pi}{2}}; \quad \underline{E}_2 = E_2 e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (5.4)$$

E_1 și E_2 fiind valorile efective, date de relațiile:

$$E_1 = \frac{N_1 \omega \phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 N_1 f \phi_m \quad (5.5)$$

$$E_2 = \frac{N_2 \omega \phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 N_2 f \phi_m \quad (5.6)$$

Se observă că t.e.m. E_1 și E_2 sunt defazate în urmă cu $\frac{\pi}{2}$ față de fluxul magnetic. Dacă se face raportul E_1/E_2 , se obține:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = K \quad (5.7)$$

Acest raport se numește raport de înfășurare. Dacă $K > 1$, transformatorul este coborâtor de tensiune, iar dacă $K < 1$, transformatorul este ridicător de tensiune.

Un transformator poate funcționa în următoarele situații:

- **în gol**, atunci când circuitul secundarului este deschis;
- **în sarcină**, atunci când circuitul secundarului este închis și deci t.e.m. E_2 creează curentul I_2 ;
- **în scurtcircuit**, atunci când secundarul este scurtcircuitat, și primarului i se aplică o tensiune micșorată.

5.1.1.4. Funcționarea transformatorului monofazat fără pierderi

Un transformator la care pierderile de energie în miezul feromagnetic și în cuprul înfășurărilor se neglijează este considerat ideal. La un asemenea transformator se consideră că rezistența chimică a înfășurărilor este neglijabilă și că toate liniile de câmp magnetic se închid numai prin miezul feromagnetic (în realitate o parte din linii se închid și prin aer constituind fluxul de scăpări sau de pierderi magnetice).

Aplicând teorema a-II-a lui Kirchhoff circuitului primar, rezultă:

$$\underline{U}_1 + \underline{E}_1 = 0 \text{ sau } \underline{U}_1 = - \underline{E}_1$$

Adică t.e.m. E_1 este în opoziție de fază cu tensiunea aplicată primarului U_1 . La secundar se remarcă faptul că t.e.m. E_2 este egală și în fază cu tensiunea de la bornele U_2 , adică: $\underline{U}_2 = \underline{E}_2$

La un transformator ideal, vom avea deci:

$$K = \frac{E_1}{E_2} = \frac{U_1}{U_2}$$

și $P_1 = P_2$ sau $U_1 I_1 \cos \varphi_1 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$.

Însă $\cos \varphi_1 = \cos \varphi_2$, deoarece pierderile de energie sunt neglijabile și deci:

$$U_1 I_1 = U_2 I_2 \quad \text{sau} \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{E_1}{E_2} = K$$

Dacă se aplică teorema a-II-a a lui Kirchhoff circuitului magnetic al transformatorului, se obține relația:

$$N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2 = \Re \phi \quad (5.8)$$

Produsul $\Re \phi$ reprezintă o constantă, deoarece reluctanța este constantă (depinde numai de elementele constructive ale miezului) și fluxul magnetic ϕ de asemenea este constant (depinde de tensiunea aplicată primarului U_1 care se consideră constantă). Pentru determinarea constantei $\Re \phi$, considerăm că transformatorul funcționează în gol ($I_2=0$) și deci: $N_1 \underline{I}_{10} = \Re \phi$

Rezultă:

$$N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2 = N_1 \underline{I}_{10} \quad \text{sau} \quad \underline{I}_1 + \frac{I_2}{K} = \underline{I}_{10}. \quad \text{Notând: } \frac{I_2}{K} = \underline{I}'_2 \quad \text{vom avea:}$$

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} - \underline{I}'_2 \quad (5.9)$$

Diagramele de fazori pentru funcționarea în gol și în sarcină a unui transformator ideal sunt reprezentate în fig. 5.7 și fig. 5.8. Curentul la mers în gol \underline{I}_{10} , este dat de relația:

$$\underline{I}_{10} = \frac{U_1}{jL_1 \omega} \quad (5.10)$$

unde L_1 este inductivitatea proprie a primarului. Fiind un curent inductiv (rezistența chimică a primarului este considerată zero), \underline{I}_{10} este defazat în urmă cu $\pi/2$ față de tensiunea aplicată primarului U_1 . La funcționarea în gol, transformatorul ideal poate fi considerat ca o bobină cu miez de fier la care pierderile în fier și în cupru sunt neglijabile și deci \underline{I}_{10} va fi un curent de magnetizare.

La funcționarea în sarcină, fazorului \underline{I}_1 s-a obținut făcându-se diferența $\underline{I}_{10} - \underline{I}'_2$, relația (5.9). Curentul \underline{I}_{10} fiind foarte mic față de \underline{I}_2 , se neglijează și deci vom avea:

$$N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2 = 0 \quad \text{sau} \quad \frac{N_1}{N_2} = -\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}$$

Ținând cont că $N_1/N_2 = K$, se poate scrie:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1} = K \quad (5.11)$$

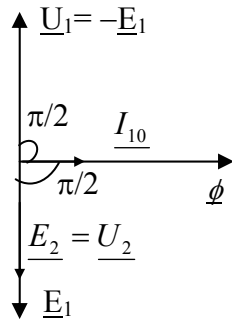


Fig.5.7

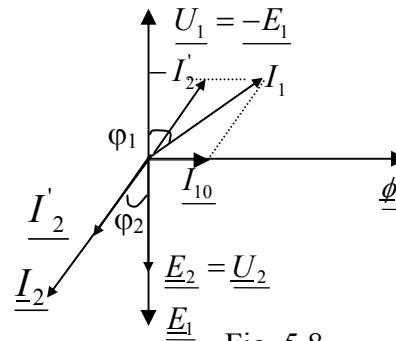


Fig. 5.8

5.1.1.5. Funcționarea transformatorului monofazat ținând seama de pierderile de energie

Dacă se consideră pierderile de energie care au loc în miezul de fier datorită fenomenului de histerezis și curenților turbionari și cele din cuprul înfășurărilor datorită efectului termic al curentului electric, atunci transformatorul are o funcționare aproape de realitate (transformatorul real). Vom considera în trei cazuri distincte și anume:

- funcționarea în gol ($I_2 = 0$);
- funcționarea în sarcină ($I_2 \neq 0$);
- funcționarea în scurtcircuit ($U_2 = 0$).

La funcționarea în gol a transformatorului real se va considera că o parte din liniile de câmp magnetic, produs de curentul I_{10} nu se închid prin miezul feromagnetic ci prin aer, formând fluxul magnetic de scăpări ϕ_{s1} (fig.5.9). Acesta va induce în înfășurarea primarului e t.e.m. e_{s1} , care va fi dată de relația:

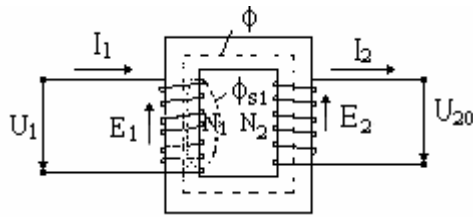


Fig.5.9

$$e_{s1} = -N_1 \frac{d\phi_{s1}}{dt} = -L_{s1} \frac{di_{10}}{dt}$$

sau

$$\underline{E}_{s1} = -jL_{s1}\omega\underline{I}_{10} = L_{s1}\omega\underline{I}_{10}e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

Fazorul \underline{E}_{s1} va fi deci defazat cu $\pi/2$ în urmă față de \underline{I}_{10} , iar fluxul magnetic ϕ_{s1} va fi în fază cu \underline{I}_{10} .

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff circuitului primar, rezultă:

$$\underline{U}_1 + \underline{E}_1 + \underline{E}_{s1} = r_1 \underline{I}_{10}$$

sau:

$$\underline{U}_1 = r_1 \underline{I}_{10} - \underline{E}_1 - \underline{E}_{s1} \quad (5.12)$$

Transformatorul real funcționând în gol poate fi considerat ca o bobină cu miez de fier și deci curentul \underline{I}_{10} , în diafragma de fazoni reprezentată în fig.5.10, se va lua defazat înaintea față de fluxul magnetic cu unghiul de pierderi δ . Curentul \underline{I}_{10} se poate descompune în două componente: o componentă în fază cu fluxul magnetic (componenta de magnetizare \underline{I}_μ) necesară magnetizării miezului feromagnetic și o componentă perpendiculară pe fluxul magnetic (componenta activă \underline{I}_a) necesară acoperirii pierderilor de energie în fier și în cupru. În acest caz curentul de mers în gol \underline{I}_{10} se poate scrie sub forma:

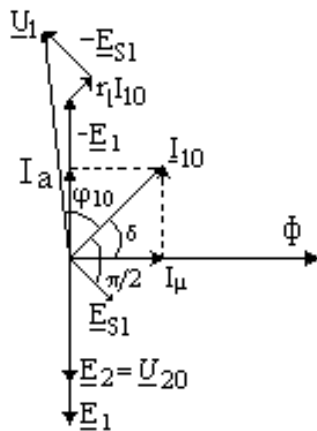


Fig.5.10

$$I_{10} = \sqrt{I_\mu^2 + I_a^2}$$

Componenta activă I_a se poate calcula din relația:

$$I_a = \frac{P_{10}}{U_1}$$

unde: $P_{10} = U_1 I_{10} \cos \varphi_{10}$ reprezintă puterea primarului și poate fi măsurată cu un wattmetru intercalat în circuitul înfășurării primare.

Factorul de putere la mers în gol $\cos \varphi_{10}$ este în general mic ($0,2 \div 0,3$) deoarece unghiul de pierderi magnetice este $5^\circ \div 6^\circ$. Din această cauză în practică nu este indicat ca transformatorul să fie lăsat să funcționeze în gol. Curentul la mers în gol I_{10} este mic ($5 \div 8\%$ din curentul nominal) și din această cauză pierderile de energie în cupru $r_1 I_{10}^2$ sunt neglijabile. Ținând cont de acest lucru, rezultă că:

$$P_{10} = U_1 I_{10} \cos \varphi_{10} = \Delta P_{Fe} + r_1 I_{10}^2 \cong \Delta P_{Fe} \quad (5.13)$$

În practică transformatorul este lăsat inițial (înainte de a fi utilizat în sarcină) să funcționeze în gol cca. 24 de ore în scopul determinării pierderilor în fier și deci în scopul depistării unor eventuale defecțiuni în construcția miezului.

La funcționarea în sarcină a transformatorului real fluxul magnetic creat de curentul I_2 se va suprapune peste fluxul magnetic creat de curentul I_1 . Fluxul magnetic rezultat ϕ va fi același ca și la funcționarea în gol a transformatorului. Fluxul magnetic dat de curentul I_2 fiind un flux magnetic indus, conform legii lui Lenz, el se opune fluxului inductor, adică fluxului dat de curentul I_1 . Pentru ca fluxul rezultat să rămână același, trebuie ca odată cu creșterea curentului I_2 să crească și curentul I_1 . Considerând că o parte din fluxul magnetic dat de I_2 se închide prin aer, formând fluxul magnetic de scăpări ϕ_{s2} a secundarului și că acesta va induce în înfășurarea secundarului o t.e.m. \underline{E}_{s2} , relația se va scrie în mod analog ca la primar:

$$\underline{E}_{s2} = -jL_{s2} \omega \underline{I}_2 = L_{s2} \omega \underline{I}_2 e^{-j\frac{\pi}{2}}, \quad (5.14)$$

iar pentru primar vom avea:

$$\underline{E}_{s1} = -jL_{s1} \omega \underline{I}_1 = L_{s1} \omega \underline{I}_1 e^{-j\frac{\pi}{2}}$$

Rezultă că cele două t.e.m. datorate fluxurilor magnetice de scăpări sunt defazate cu $\pi/2$ în urmă față de curenții care le produc.

Aplicând teorema a II-a a lui Kirchhoff circuitului primar și secundar, rezultă:

$$\text{- pentru primar: } \underline{U}_1 + \underline{E}_1 + \underline{E}_{s1} = r_1 \underline{I}_1$$

sau:

$$\underline{U}_1 = -\underline{E}_1 - \underline{E}_{s1} + r_1 \underline{I}_1 \quad (5.15)$$

$$\text{- pentru secundar: } \underline{E}_2 + \underline{E}_{s2} = r_2 \underline{I}_2 + \underline{U}_2 \text{ sau:}$$

$$\underline{U}_2 = \underline{E}_2 + \underline{E}_{s2} - r_2 \underline{I}_2 \quad (5.16)$$

Diagrama de fazori reprezentată în fig. 5.11 care s-a construit ținându-se seama de relațiile (5.15) și (5.16), unde \underline{I}_2 s-a luat defazat în urmă cu unghiul ϕ_2 față de t.e.m. \underline{U}_2 , iar \underline{I}_1 a rezultat din însumare $\underline{I}_1 = \underline{I}_2$ (relația 5.9), se observă că factorul de putere $\cos\phi_1$ este mai mic decât factorul de putere $\cos\phi_2$ a secundarului. De asemenea se observă că $\cos\phi_1 > \cos\phi_0$ și crește (se apropie de 1) cu cât curentul I_2 este mai mare.

Funcționarea în scurtcircuit a unui transformator este posibilă numai dacă se aplică primarului o tensiune scăzută. Tensiunea ce se aplică în cazul încercării la scurtcircuit, numită și tensiune de scurtcircuit,

se alege astfel încât prin înfășurările transformatorului să circule curenții nominali respectivi. În acest caz tensiunea de scurtcircuit U_{sc} este de circa (5÷7)% din tensiunea nominală a primarului. O scurtcircuitare a

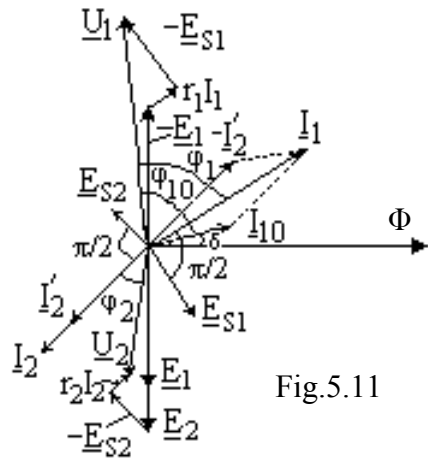


Fig.5.11

bornelor secundarului, atunci când la primar se aplică o tensiune nominală, nu este admisă întrucât în acest caz curenții I_1 și I_2 depășesc cu mult valorile nominale.

Tensiunea de scurtcircuit fiind mică, fluxul magnetic util va fi mic și deci pierderile de energie în fier vor fi neglijabile. Din această cauză se consideră că întreaga energie primită de transformator, de la rețea, este

consumată numai pentru acoperirea pierderilor de energie în cuprul înfășurărilor.

Se poate scrie deci, că:

$$P_{sc} = \Delta P_{Cu} = r_1 I_{1n}^2 + r_2 I_{2n}^2 \quad (5.17)$$

5.1.1.6. Randamentul transformatorului monofazat

Prin definiție, randamentul unui transformator este raportul între puterea activă $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$, transmisă receptorului de către înfășurarea secundarului și puterea activă $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$, primită de la sursa de alimentare (de la rețea) de către înfășurarea primară:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_1 I_1 \cos \varphi_1}$$

Conform bilanțului de puteri, se poate scrie:

$$P_1 = P_2 + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{Cu}$$

în care: $\Delta P_{Fe} = P_{10}$ și $\Delta P_{Cu} = r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2 = P_{sc}$

și rezultă:

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + P_{10} + P_{sc}} \quad (5.18)$$

Considerând tensiunea U_2 constantă (în realitate ea scade cu câteva procente, în funcție de I_2) și dacă se notează: $\beta = I_2 / I_{2n}$ (gradul de încărcare), rezultă:

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 = S_n \beta \cos \varphi_2,$$

unde S_n este puterea nominală a transformatorului. Pierderile de putere în cupru, în funcție de coeficientul β , se scriu sub forma:

$$P_{Cu} = P_{sc} = r_1 \frac{I_2^2}{K^2} + r_2 I_2^2 = \frac{r_1 \beta^2 I_{2n}^2}{K^2} + r_2 \beta^2 I_{2n}^2 = \beta^2 \left(r_1 \frac{I_{2n}^2}{K^2} + r_2 I_{2n}^2 \right) = \beta^2 \Delta P_{Cun},$$

ΔP_{Cun} fiind pierderile de putere în cupru în regim nominal de funcționare.

Ținând cont că tensiunea U_1 este constantă, fluxul magnetic util este practic independent față de sarcină și deci pierderile în fier sunt aceleași, oricare ar fi coeficientul β , expresia (5.18) devine:

$$\eta = \frac{S_n \beta \cos \varphi_2}{S_n \beta \cos \varphi_2 + \Delta P_{Fe} + \beta^2 \Delta P_{Cun}}$$

Valoarea maximă η_m a randamentului, la un anumit factor de putere al receptorului conectat la bornele înfășurării secundare, are loc la un anumit grad de încărcare β_m , determinat de ecuația: $\frac{d\eta}{d\beta} = 0$ sau

$S_n \cos \varphi_2 (S_n \beta \cos \varphi_2 + \Delta P_{Fe} + \beta^2 \Delta P_{Cun}) - S_n \beta \cos \varphi_2 (S_n \cos \varphi_2 + 2\beta \cdot \Delta P_{Cun}) = 0$
Rezolvând ecuația, se găsește:

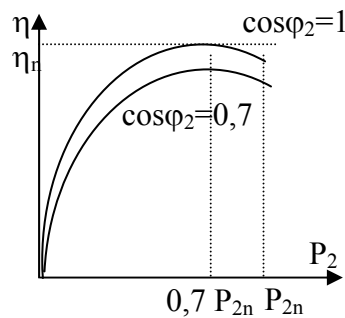


Fig.5.12

$$\Delta P_{Fe} = \beta_m^2 \Delta P_{Cun} \quad (5.19)$$

adică randamentul atinge valoarea maximă pentru acel grad de încărcare pentru care $\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Cu}$.

În practică un transformator funcționează un timp mai îndelungat la o sarcină mai mică decât sarcina nominală ($\beta = 0,5 \div 0,75$) și deci $\Delta P_{Fe} = (0,25 \div 0,5) \Delta P_{Cun}$.

La proiectarea și construcția transformatorului se ține cont de acest rezultat final și în consecință se consideră randamentul maxim la o sarcină de cca. 70% din sarcina nominală.

În fig.5.12 sunt prezentate curbele de variație ale randamentului în funcție de sarcină, factorul de putere fiind constant. În general, randamentul transformatorului este ridicat (mai mare decât al mașinilor electrice) întrucât nu intervin pierderi mecanice.

La transformatoarele de putere de ordinul zecilor și sutelor de kVA, randamentul maxim atinge valoarea $0,95 \div 0,97$.

5.1.2. Transformatoare trifazate

Transformatoarele trifazate sunt folosite în special ca transformatoare de putere în instalațiile de transport și distribuție a energiei electrice, dar sunt întâlnite și în instalațiile de utilizare a energiei electrice.

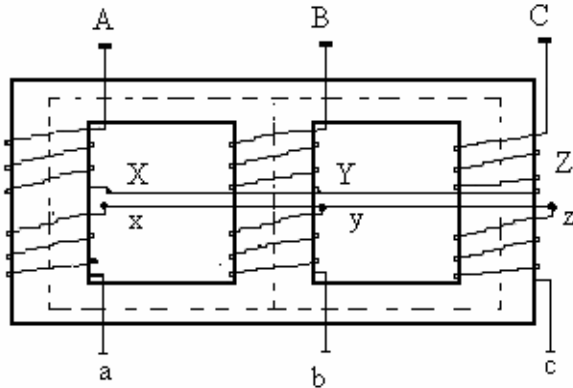


Fig. 5.13

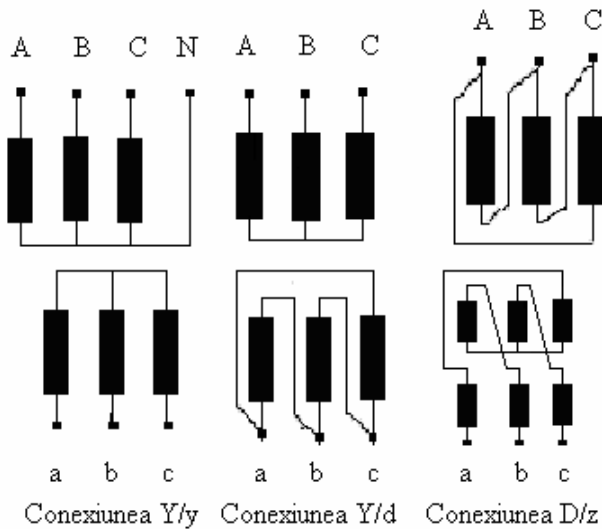


Fig. 5.14

Forma constructivă cea mai des întâlnită pentru circuitul magnetic al transformatorului trifazat constă din trei coloane reunite în partea lor superioară și inferioară cu câte un jug magnetic prin care se închid liniile de câmp magnetic (fig.5.13). La această variantă constructivă se realizează economie de fier și simplitate constructivă. Alte variante constructive se realizează cu ajutorul transformatoarelor monofazate prin conexiune trifazată, stea sau triunghi, a înfășurărilor primare și secundare sau cu transformatoare cu cinci

coloane (trei pentru înfășurări și două auxiliare, laterale, care servesc pentru micșorarea secțiunii jugurilor). Cele trei faze ale primarului și secundarului se pot lega în stea (cu nulul scos în afară sau nu), sau în triunghi. Înfășurările secundarului se

mai pot lega și în zig-zag, cu nulul accesibil, pentru alimentarea receptorilor monofazați. Reprezentarea schematică a conexiunilor este dată în fig.5.14.

Pentru conexiunea stea se folosește notația Y, pentru primar și y pentru secundar; pentru conexiunea triunghi: D pentru primar, d pentru secundar, iar pentru conexiunea zig-zag se folosește notația Z.

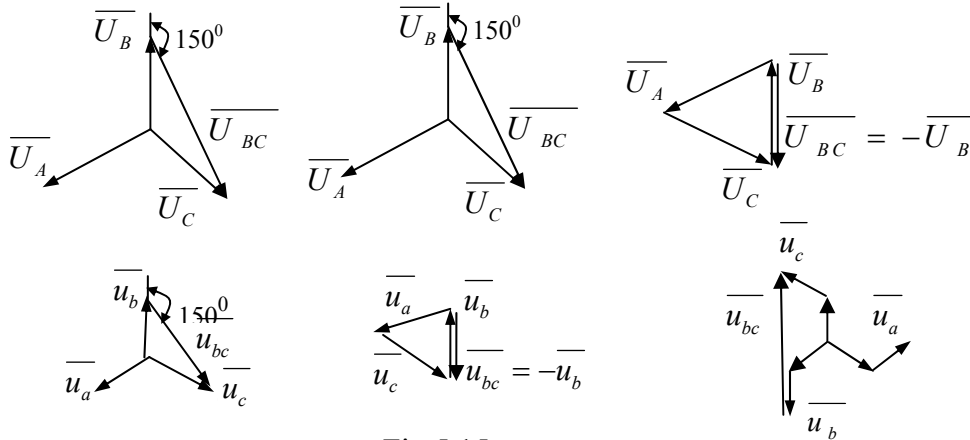


Fig.5.15

Conexiunile transformatoarelor trifazate se deosebesc și prin defazajul dintre tensiunile de linie primare și cele secundare corespunzătoare. Ținând cont de acest lucru, există 12 grupe de conexiuni, defazajul specific fiecărei grupe fiind exprimat de o cifră, care este trecută după notația simbolică și care, înmulțită cu 30° (unitatea de unghi electric) dă defazajul menționat. Pentru conexiunile reprezentate în fig. 5.14, notațiile simbolice sunt: Y/y-12; Y/d-11; D/z-6. defazajele de $12 \times 30^\circ$; $11 \times 30^\circ$ și $6 \times 30^\circ$ rezultă din diagramele de fazori reprezentate în fig. 5.15

Dacă un transformator trifazat are înfășurările secundare formate din câte două secțiuni identice (ca la conexiunea în zig-zag), acestea se pot lega și ca în fig.5.16. Deoarece conexiunile în stea ale secțiunilor secundarului au punctul neutru comun s-a obținut în secundar un sistem hexafazat de tensiuni alternative.

Transformatoarele de acest fel se utilizează la construcția redresoarelor hexafazate din unele instalații de acționări electrice.

În rețelele sistemelor electrice se utilizează transformatoare trifazate cu câte două înfășurări secundare, de ex.: 110/35/6 kV.

Transformatoarele trifazate încărcate simetric pot fi studiate la funcționarea în gol, în sarcină și în scurtcircuit, la fel ca și transformatoarele monofazate. În acest caz, toate mărimile vor fi raportate la o fază.

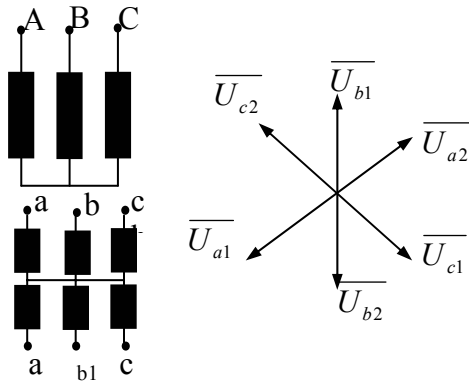


Fig.5.16

transformare (aceeași tensiune aplicată primarului și aceeași tensiune obținută la secundar), aceeași grupă de conexiuni și aceleași tensiuni de scurtcircuit.

5.1.3. Autotransformatoare

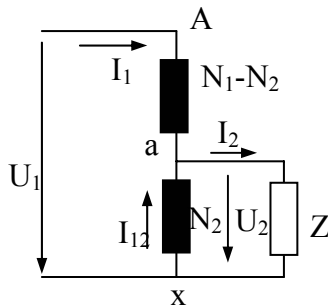


Fig.5.17

Autotransformatorul diferă de transformator numai prin construcția înfășurării de joasă tensiune, care este o parte din înfășurarea de înaltă tensiune. Notând cu N_1 numărul de spire al înfășurării primare și cu N_2 numărul de spire a secundarului, autotransformatorul reprezentat în fig.5.17 este coborâtor de tensiune.

Folosirea autotransformatorului este rațională numai pentru un raport de transformare mic (1,5-2). Autotransformatoarele se folosesc pentru pornirea motoarelor de c.a., micșorând tensiunea aplicată motorului la pornirea lui sau în alimentarea unor receptoare de uz casnic de mică putere, care au tensiunea nominală de funcționare mai mică decât cea a rețelei. Principiul de funcționare al autotransformatorului este același ca

Necesitatea asigurării unei rezerve în alimentarea cu energie electrică a consumatorilor, cât și creșterea în timp a consumului de energie, impune funcționarea în paralel a transformatoarelor. Pentru o repartiție a curenților de sarcină proporțională cu puterile nominale, transformatoarele conectate în paralel trebuie să aibă același raport de

și la transformator cu deosebirea că, la trecerea curentului alternativ prin înfășurarea primară A-x va apare în înfășurarea primară și în cea secundară, t.e.m. de autoinducție E_1 și respectiv E_2 , date de relațiile:

$$E_1 = 4,44 f N_1 \phi_m \text{ și } E_2 = 4,44 f N_2 \phi_m \quad (5.20)$$

Prin urmare raportul de transformare:

$$K = \frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (5.21)$$

este același ca și la transformator.

Dacă neglijăm căderea de tensiune în înfășurări, raportul de transformare al autotransformatorului este: $K = N_1 / N_2 = U_1 / U_2$.

Presupunând autotransformatorul ideal, adică: $P_1 = P_2$, atunci:

$$U_1 I_1 = U_2 I_2 \text{ și deci: } \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{N_1}{N_2} = K \quad (5.22)$$

Se observă că la autotransformatoare se obțin aceleași relații între curenți și tensiuni ca la transformatoare. Prin înfășurarea comună a-x trece curentul I_{12} , dat de relația:

$$I_{12} = I_2 - I_1 = I_1(k - 1) \quad (5.23)$$

În general I_{12} este de valoare mică deoarece pentru un raport de transformare apropiat de unitate, I_2 este cu puțin mai mare decât I_1 și din această cauză înfășurarea a-x se execută cu un conductor de secțiune mai mică decât pentru porțiunea A-a și deci se poate realiza o economie de cupru (sau aluminiu).

5.1.4. Transformatoare de măsură

În cazul măsurării tensiunilor mari și a curenților de intensități ridicate, instrumentele de măsură nu pot fi conectate direct în circuitele electrice respective. În acest caz, trebuie să se intercaleze transformatoare de măsură care să reducă mărimile de măsurare la valori suportate de aparatele de măsură. Acestea tot odată, vor separa circuitul electric de înaltă tensiune de circuitul de măsură. Transformatoarele de măsură reduc deci, mărimea măsurată și din această cauză, în exploatare se utilizează foarte des și termenul de “reductoare”.

După felul mărimii măsurate, transformatoarele de măsură pot fi: de tensiune și de intensitate.

5.1.4.1. Transformatoarele de tensiune

Sunt folosite la măsurarea tensiunilor și din punct de vedere al procesului de funcționare, reprezintă transformatoare obișnuite, însă de mică putere (30; 60; 100; 200 VA).

Raportul de transformare $K_U = U_1/U_2$, se ia în așa fel încât la tensiunea nominală aplicată primarului, tensiunea secundară să fie de 100V. Astfel putem avea transformatoare de tensiune cu raportul de transformare 500/100 V; 1000/100 V; 5000/100 V; 6/0,1 kV; 35/0,1 kV etc. La bornele înfășurării secundare se pot conecta în paralel: voltmetre, bobine de tensiune ale wattmetrelor, varmetrelor, contoarelor, releelor etc.

Înfășurarea secundară a transformatoarelor de măsură trebuie să se lege la pământ pentru a se evita pericolul unei electrocutări, care s-ar putea ivi din cauza unei defecțiuni ce ar stabili un contact electric între înfășurarea primară și cea secundară. De asemenea și carcasa transformatorului se leagă la pământ.

Transformatoarele de tensiune pot fi monofazate (fig. 5.18) sau trifazate (fig. 5.19). Adesea, în locul unui transformator trifazat se folosesc două transformatoare monofazate conectate în triunghi deschis sau "V" (fig. 5.20).

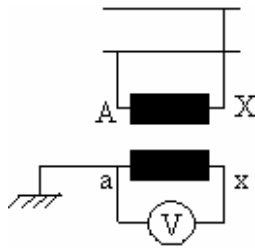


Fig.5.18

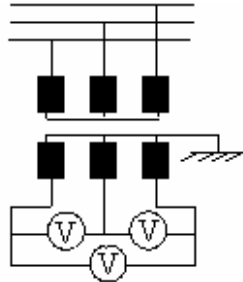


Fig.5.19

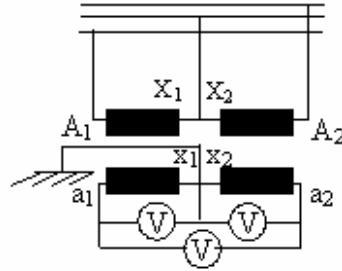


Fig.5.20

5.1.4.2. Transformatoarele de intensitate sunt folosite la transformarea curentului de mare intensitate într-un curent de mică intensitate. Raportul de transformare $K_I = I_2/I_1$ este practic egal cu raportul de înfășurare (n) și se ia în așa fel încât la trecerea curentului nominal prin înfășurarea primară, prin înfășurarea secundară curentul nominal să fie 5A. Astfel putem avea: 5/5A; 10/5A; 100/5A; 200/5A; 500/5A; 1000/5A etc. (transformatorul cu raportul 5/5A este folosit numai pentru separarea circuitului de înaltă tensiune de circuitul de măsură).

Înfășurarea primară a unui transformator de intensitate se intercalează în serie, în circuitul prin care circulă curentul de măsurat (ca în fig.5.21). Întrucât în cazul unor curenți de intensitate foarte mare înfășurarea primară se reduce la o singură spiră sau chiar la o simplă bară, în reprezentarea schematică înfășurarea primară se figurează cu o linie (fig. 5.21b). Înfășurarea secundară se leagă la pământ pentru aceleași motive ca la transformatorul de tensiune.

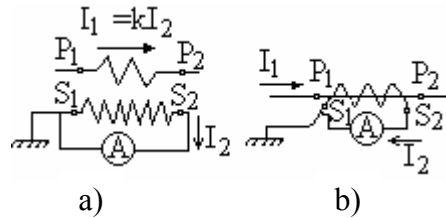


Fig.5.21

Funcționarea transformatorului de intensitate este asemănătoare cu funcționarea unui transformator de putere în regim de scurtcircuit. Din această cauză, înfășurarea secundară nu trebuie să rămână în circuit deschis, întrucât într-o asemenea situație fluxul magnetic din miezul de fier ar crește foarte mult și poate duce fie la străpungerea izolației conductoarelor înfășurării secundare din cauza unei t.e.m. induse prea mari, fie la încălzirea exagerată miezului de fier ca urmare a creșterii pierderilor de energie în fier. Pentru a înlătura asemenea defecțiuni, la deconectarea ampermetrului, înfășurarea secundară trebuie să fie scurtcircuitată în prealabil.

Transformatoarele de intensitate se construiesc numai ca unități monofazate. Pentru măsurarea curenților în circuitele trifazate se intercalează pe fiecare fază câte un transformator de intensitate sau

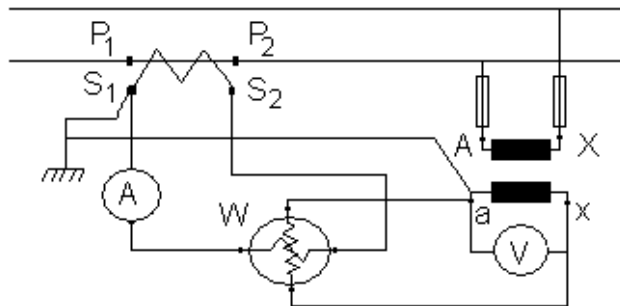


Fig. 5.22

numai pe două faze.

În cazul măsurării puterii unui circuit monofazat sau trifazat se realizează schemele din fig.5.22 și fig.5.23 dacă se măsoară și tensiunea și intensitatea se poate determina factorul

de putere folosind relațiile:

$$\cos \varphi = \frac{K_U K_I P_W}{K_U U_V K_I I_A} \quad \text{și} \quad \cos \varphi = \frac{K_U K_I (P_{w1} + P_{w2})}{\sqrt{3} K_U U_V K_I I_A}$$

unde K_U și K_I reprezintă raportul de transformare a transformatoarelor de tensiune și intensitate, iar P_w – puterea indicată de wattmetru. Dacă ampermetru sau voltmetru este destinat special pentru un anumit transformator de măsură, atunci pe cadranul aparatului respectiv este trecut raportul de transformare, iar etalonarea este făcută direct pentru mărimea corespunzătoare valorii nominale (de ex. dacă pe cadranul unui voltmetru este trecut raportul 6000-100 V, atunci etalonarea voltmetrului este corespunzătoare tensiunii de 6000 V).

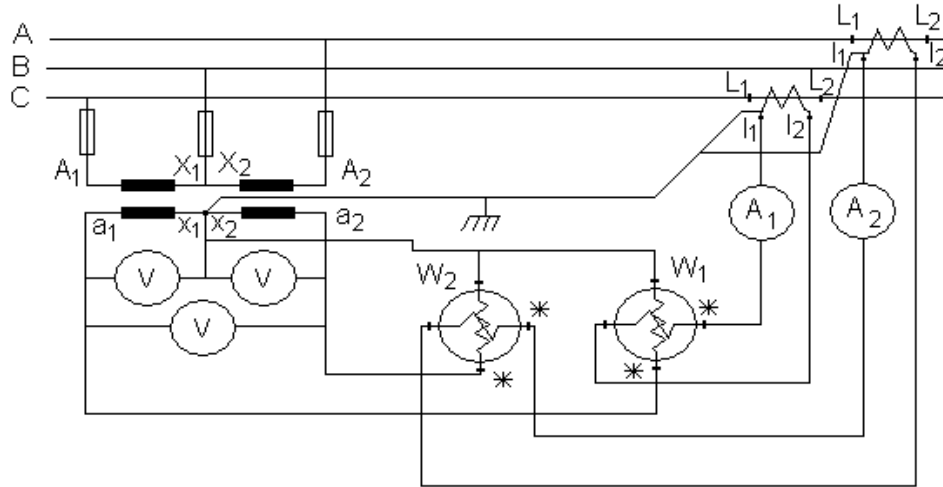


Fig.5.23

5.1.5. Transformatoarele de sudură

Transformatoarele de sudură sunt destinate sudării electrice cu arc

sau contact. Aceste

transformatoare trebuie

să aibă o tensiune joasă

de funcționare în gol

(60-75 V), suficientă

pentru aprinderea

arcului electric, iar

caracteristica externă

$U_2 = f(I_2)$ trebuie să fie

coborâtore (fig.5.24).

Astfel de caracteristici

sunt necesare pentru ca

intensitatea curentului

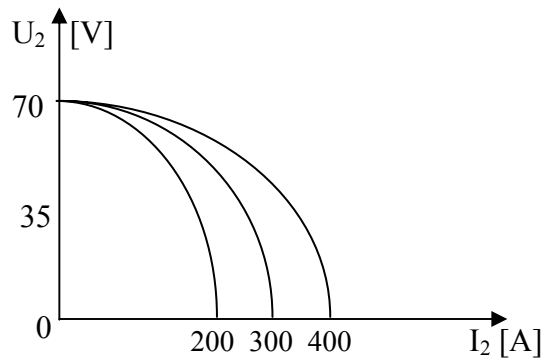


Fig.5.24

să nu se modifice mult la variații ale lungimii arcului electric de sudură, iar tensiunea arcului care variază în funcție de lungimea arcului și de intensitatea curentului de sudare, să fie de ordinul 20-35V.

Caracteristica externă mult descrescătoare se obține cu ajutorul unui șunt magnetic, care mărește reactanța de scăpări magnetice (fig.5.25), sau intercalând în serie cu arcul electric de sudare o bobină de reactanță (fig.5.26), care determină o cădere mai mare de tensiune la creșterea curentului de sudare. Reglarea regimului de sudare se face variind poziția șuntului magnetic sau modificând întrefierul bobinei de reactanță.

Factorul de putere al transformatorului, în timpul sudării cu arc este relativ mic (0,4 – 0,6), fiind inductiv.

Transformatoarele de sudură prin contact electric lucrează practic în scurtcircuit. Ele sunt calculate să asigure curenți foarte mari, până la zeci de kA în secundar. Modificarea acestui curent se face fie cu o bobină de reactanță cu miez feromagnetic cu întrefier, fie prin modificarea numărului de spire din înfășurarea primară.

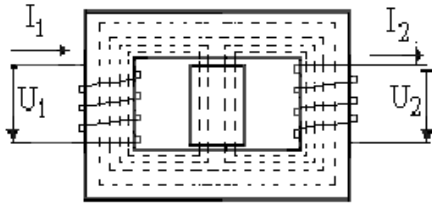


Fig. 5.25

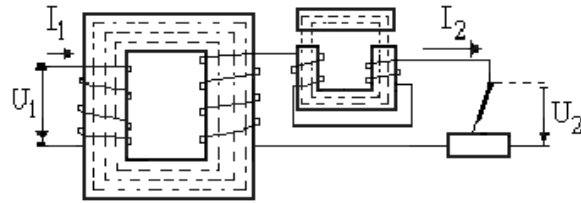


Fig. 5.26

5.2. Mașina asincronă

Mașinile electrice sunt dispozitive care transformă energia mecanică în energie electrică, atunci când funcționează în regim de **generator** sau energia electrică în energie mecanică, când funcționează în regim de **motor**. Dacă mașina primește atât energie electrică cât și energie mecanică (la arborele mașinii) și cele două energii se transformă prin pierderi în căldură, atunci mașina funcționează în regim de **frână electromagnetice**. În general funcționarea mașinilor electrice este reversibilă, adică aceeași mașină poate funcționa și ca generator și ca motor.

Există un grup de mașini, numite **convertizoare de frecvență**, care transformă energia electrică de c.a. cu o anumită frecvență în energie electrică cu o altă frecvență.

În practică cele mai întâlnite regimuri de funcționare sunt: regim de motor și în regim de generator. Motorul electric este alimentat de la o rețea de c.a. sau c.c. și dezvoltă la arbore, o putere mecanică. Generatorul electric este antrenat în mișcarea de rotație de un motor exterior (electric, termic, hidraulic etc.) și debitează energie electrică pe o rețea de c.a. sau c.c. (în funcție de tipul generatorului).

5.2.1. Elemente constructive ale mașinii asincrone trifazate

Mașina asincronă este compusă din două părți: o parte fixă, numită **stator** și o parte mobilă, care de regulă execută o mișcare de rotație (există motoare la care partea mobilă execută o mișcare liniară, numite motoare liniare), numită **rotor**.

Statorul mașinii asincrone trifazate este format dintr-o carcasă din fontă sau oțel turnat, în interiorul căreia este așezat un miez din oțel electrotehnic, de formă inelară, asamblat din tole cu grosimea de 0,35 sau 0,5 mm. Tolele sunt izolate între ele. Pe suprafața interioară a miezului, în lungul generatoarei, există creștături sau șanțuri în care se introduc conductoarele înfășurării statorului. În figura 5.27 este reprezentată schematic, o secțiune transversală prin statorul unui motor asincron trifazat, prevăzut la partea

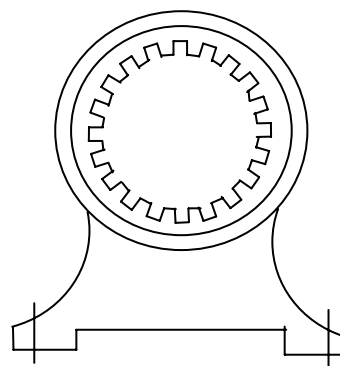


Fig.5.27

inferioară cu o talpă, necesară fixării motorului pe un postament.

Înfășurarea statorică, la motorul asincron trifazat, este formată din trei înfășurări monofazate, independente, plasate în creștături și defazate între ele cu un unghi de 120° . Capetele înfășurărilor sunt scoase la o plăcuță de borne și conectate în stea sau triunghi.

Cea mai simplă înfășurare, compusă din trei bobine așezate în șase creștături (bobinaj într-un strat), este reprezentată în fig.5.28a, iar în fig.5.28b s-a reprezentat schema de amplasare a celor trei bobine (în creștături s-a figurat câte un singur conductor, în realitate sunt mai multe conductoare emailate sau izolate cu bumbac și carton electrotehnic față de miezul de oțel).

Considerând momentul când curentul prin faza A–X este pozitiv, iar prin fazele B–Y și C–Z negativ, și ținând cont de sensul curenților prin conductoare la un moment dat, se observă că se formează un câmp magnetic cu doi poli ($p=1$). Zonele statorice prin care liniile de câmp magnetic ies din stator, constituie un pol nord, iar cele prin care intră în stator, constituie un pol sud.

Dacă prin cele trei bobine, decalate între ele cu un unghi de 120° , trece un curent alternativ trifazat, apare un câmp magnetic care se rotește

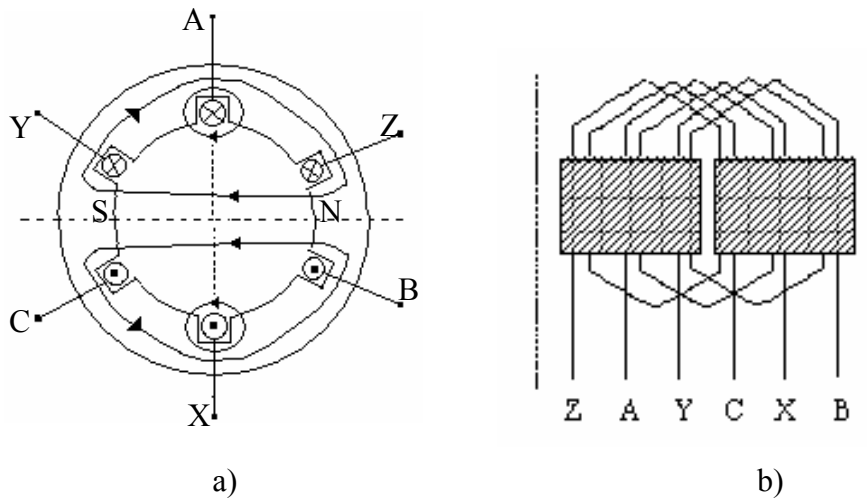


Fig.5.28

cu viteza unghiulară egală cu pulsația curentului alternativ trifazat, adică $\Omega_1 = \omega / p = \omega$ (aceasta în cazul $p=1$). S-a notat cu Ω_1 viteza unghiulară a câmpului magnetic al statorului.

În construcția mașinilor electrice se urmărește ca înfășurările să formeze în întrefier, câmpuri magnetice cu o distribuție spațială a inducției cât mai apropiată de o funcție sinusoidală. În acest scop se utilizează înfășurări cu mai multe bobine pe fază (mai multe creștături pe pol și fază). În fig.5.29a) și b) se arată modul de realizare a unei înfășurări monofazate cu trei creștături pe pol și fază. Înfășurarea cu $p=1$ se obține așezând și celelalte două înfășurări monofazate decalate în spațiu astfel încât axele polilor să formeze unghiuri de 120° .

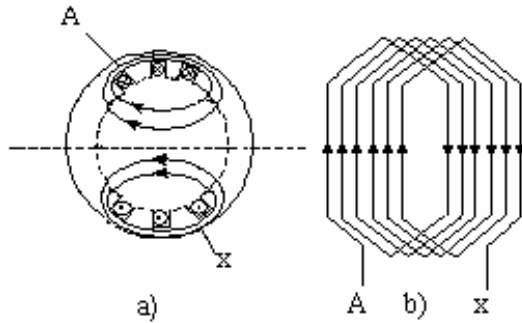


Fig. 5.29

În cazul când înfășurarea se construiește pentru mai multe perechi de poli, așezarea celor trei faze se face în așa fel încât defazajul de 120° (grade electrice) să corespundă la $120^{\circ}/p$ (grade geometrice). De exemplu, pentru o înfășurare cu $p=2$ și cu $q=2$ creștături pe pol și fază, statorul trebuie să aibă $3 \cdot 2 \cdot p \cdot q = 3 \cdot 4 \cdot 2 = 24$ creștături și defazajul între înfășurări trebuie să fie $120/2=60^{\circ}$ (grade geometrice).

Distanța τ , măsurată între axele a doi poli alăturați se numește pas polar.

Rotorul mașinii asincrone este format dintr-un ax de oțel pe care se assemblează tole circulare de oțel electrotehnic, izolate între ele cu lac sau prin oxidare. La periferia rotorului, care este de formă cilindrică, sunt distribuite uniform în lungul generatoarei, creștături sau canale longitudinale, în care se introduc conductoarele înfășurării rotorului. După modul de execuție a înfășurării rotorului, se distinge:

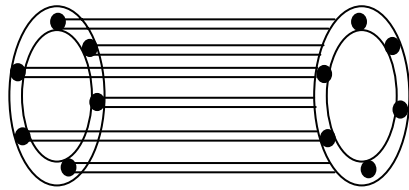


Fig.5.30

- rotor bobinat sau cu inele colectoare;
- rotor în scurtcircuit sau în colivie.

Rotorul bobinat are înfășurarea executată sub formă de bobine, la fel ca înfășurarea unui stator. Cele trei faze sunt conectate în stea, capetele

libere fiind legate la trei inele colectoare, fixate pe axul rotorului, izolate între ele și față de ax. Pe inelele colectoare calcă una sau mai multe perii

din cărbune grafitizat sau metalizat (bronz-grafit). Prin intermediul acestor perii se face legătura între înfășurarea rotorului și un reostat de pornire trifazic, conectat în stea.

Rotorul în scurtcircuit are înfășurarea executată din bare de aluminiu, obținute prin turnare, introduse în creștăturile închise ale rotorului. Barele sunt scurtcircuitate în ambele părți ale rotorului prin două inele de aluminiu, formate tot prin turnare. Înfășurarea rotorului reprezentată schematic, apare sub forma unei colivii (fig.5.30). Întrefierul mașinilor asincrone trebuie să fie cât mai mic (cca. $0,25 \div 0,4$ mm).

Schemele electrice ale mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit și bobinat sunt prezentate în figurile: 5.31a și 5.31b.

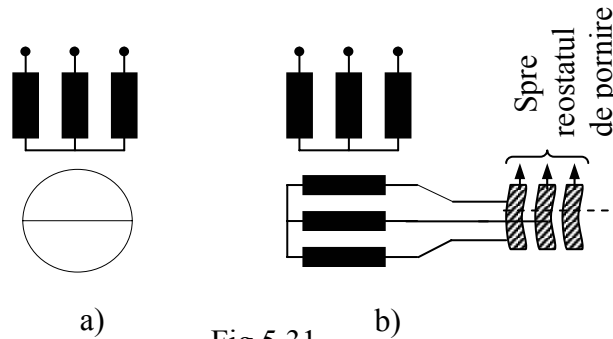


Fig.5.31

5.2.2. Funcționarea în regim de motor a mașinii asincrone

Prin legarea înfășurării statorului la o rețea de c.a. trifazat, prin cele trei faze va trece un curent alternativ care va da naștere la un câmp magnetic pulsativ. Prin suprapunerea celor trei câmpuri magnetice pulsative, monofazate, va apare un câmp magnetic rezultat care va fi rotitor.

Viteza unghiulară a câmpului magnetic învârtitor statoric, Ω_1 , are relația:

$$\Omega_1 = \frac{\omega}{p} \quad (5.24)$$

Dacă înlocuim $\omega = 2\pi f$ și $\Omega_1 = \frac{2\pi n_1}{60}$, în relația (5.24), unde n_1 reprezintă numărul de rotații pe minut a câmpului statoric, rezultă:

$$n_1 = \frac{60f}{p} \text{ (rot/min)} \quad (5.25)$$

Câmpul magnetic învârtitor induce în fiecare fază a înfășurării rotorului câte o t.e.m.. Dacă circuitul înfășurării rotorului este închis (în cazul rotorului în scurtcircuit această condiție este îndeplinită întotdeauna), atunci prin cele trei înfășurări rotorice va circula câte un curent. Cei trei curenți rotorici vor forma un sistem trifazat simetric. Asupra conductoarelor străbătute de curenții rotorici, care sunt situate în câmpul magnetic învârtitor statoric, se vor exercita forțe electromagnetice, a căror valoare instantanee este: $f_2 = B \cdot i_2 \cdot l$

Rezultanta acestor forțe va produce un cuplu, care va determina mișcarea de rotație a rotorului și deci mașina asincronă va funcționa ca motor. Rotorul se va învârti cu viteza unghiulară Ω_2 , în sensul de rotație a câmpului învârtitor statoric.

Când înfășurarea rotorică nu este străbătută de curent, adică atunci când circuitul rotoric este deschis (de ex., periile de pe inelele colectoare sunt ridicate), nu vor apărea forțe electromagnetice și deci rotorul nu se va învârti. În această situație mașina asincronă se comportă ca un transformator ce funcționează în gol.

La funcționarea mașinii asincrone în regim de motor, viteza unghiulară Ω_2 va fi întotdeauna mai mică decât Ω_1 . Dacă am presupune că $\Omega_1 = \Omega_2$, ar însemna că liniile de câmp magnetic învârtitor statoric nu ar intersecta conductoarele înfășurării rotorice, deci nu s-ar induce t.e.m. și ca urmare nu ar apărea curenții rotorici și nici forțele electromagnetice, adică cuplul motorului ar fi zero.

Deoarece aceste motoare funcționează cu o turație mai mică decât a câmpului magnetic învârtitor, ele se numesc **motoare asincrone**, iar turația câmpului magnetic învârtitor se mai numește **turație de sincronism**.

La trecerea curentului rotoric prin conductoarele înfășurării rotorului, se va forma un câmp magnetic propriu rotoric, care va fi un câmp magnetic indus. Înfășurarea rotorică este trifazată (cele trei faze fiind decalate între ele cu același unghi de 120°) și cu același număr de poli ca și înfășurarea statorică. Această înfășurare, având conductoarele străbătute de curenți rotorici, va da naștere unui câmp magnetic rotoric (învârtitor), care față de rotor va avea viteza unghiulară $\Omega = \omega_2/p = \Omega_1 - \Omega_2$, unde ω_2 reprezintă pulsația curentului rotoric. Față de stator, câmpul magnetic învârtitor rotoric se va învârti cu viteza unghiulară $\Omega + \Omega_2$

egală cu cea a câmpului învârtitor statoric Ω_1 . Cele două câmpuri învârtitoare, statoric și rotoric, fiind sincrone vor da un câmp rezultat, care va rămâne constant, indiferent de regimul de funcționare a rotorului. De exemplu, dacă sarcina motorului crește (cuplul rezistent la arbore se mărește), va crește și cuplul motor pentru a echilibra creșterea cuplului rezistent, însă această creștere a cuplului motor va fi dată de creșterea forțelor electromagnetice, respectiv de creșterea curentului rotoric, care duce la creșterea câmpului magnetic rotoric. Câmpul magnetic rotoric fiind un câmp indus, tinde să micșoreze câmpul magnetic rezultat și din această cauză, adică pentru a se menține constant, trebuie să crească câmpul inductor statoric, respectiv curentul statoric. Iată, deci, că o creștere a sarcinii motorului (a cuplului rezistent), antrenează în mod automat o creștere a curentului statoric.

Curentul rotoric depinde de t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică, care la rândul său depinde de viteza cu care liniile de câmp magnetic învârtitor intersectează conductoarele înfășurării rotorului. Pentru ca această viteză să crească, odată cu creșterea cuplului rezistent la arbore, trebuie ca rotorul să se învârtă mai lent. Modificarea vitezei unghiulare

Ω_2 și a curentului rotoric se face automat.

Notăm cu $\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$, viteza unghiulară cu care liniile de câmp magnetic învârtitor intersectează conductoarele rotorului, respectiv viteza relativă a câmpului magnetic învârtitor statoric față de rotor. Se numește **alunecare** și se notează cu s , raportul între Ω și Ω_1 , adică:

$$s\% = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} 100 \quad (5.26)$$

Alunecarea caracterizează gradul de rămânere în urmă a rotorului față de câmpul magnetic învârtitor statoric. Dacă în relația (5.26) exprimăm vitezele unghiulare în funcție de vitezele de rotație, folosind relațiile: $\Omega_1 = 2\pi n_1 / 60$ și $\Omega_2 = 2\pi n_2 / 60$ (în care n_1 și n_2 sunt vitezele câmpului magnetic învârtitor și ale rotorului), atunci relația alunecării ia forma:

$$s = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad (5.27)$$

La pornire $n_2 = 0$ și deci $s = 1$, iar la sincronism $n_2 = n_1$ și deci $s = 0$.

Alunecarea motoarelor asincrone, în general, variază la sarcină nominală între 3% și 6%. Pulația curentului rotoric se poate deduce din relația: $\Omega = \Omega_1 - \Omega_2 = s \Omega_1$ și deci: $\omega_2 = p\Omega = p s \Omega_1$ sau: $\omega_2 = p \cdot s \cdot \omega_1 / p$ și deci: $\omega_2 = s \cdot \omega_1$ sau

$$f_2 = s \cdot f_1 \quad (5.28)$$

Considerând $s = 4\%$, rezultă $f_2 = 0,04 \cdot 50 = 2\text{Hz}$, deci o frecvență mică.

5.2.3. Cuplul electromagnetic al mașinii asincrone

Mașina asincronă trifazată la funcționarea în regim de motor, primește energie electrică de la rețea și o transformă în energie mecanică, la arborele acesteia. În mașină au loc mai multe transformări de energie, după cum urmează:

- **în stator**, o parte din energia electrică primită de la rețea se transformă în energie termică, datorită rezistenței ohmice a înfășurării statorice, constituind pierderile de energie în cupru; o altă parte se transformă tot în energie termică datorită fenomenului de histerezis și a curenților turbionari, constituind pierderile de energie în fier, iar restul energiei se transmite rotorului prin întrefier, pe cale electromagnetică;

- **în rotor**, energia electromagnetică primită de la stator se va transforma astfel: o parte se transformă în energie termică datorită rezistenței ohmice a înfășurării rotorice, constituind pierderile de energie în cupru (sau aluminiu); o altă parte se transformă tot în energie termică datorită fenomenului de histerezis și curenților turbionari din rotor, reprezentând pierderile în fier (sunt mici datorită faptului că frecvența curenților rotorici este mică, între $1,5 \div 3\text{ Hz}$ și de obicei se neglijează); o altă parte se transformă în energie mecanică pentru a acoperi frecările în palierul mașinii, frecările cu aerul ale rotorului și ventilatorului iar restul energiei electromagnetice se transformă în energie mecanică și se transmite la arbore rotorului fiind preluată de mecanismul (utilajul) antrenat de motor (de exemplu: strung, pompă, ventilator, etc.).

Bilanțul acestor transformări de energie este reprezentat în fig.5.32 sub forma unui bilanț de puteri. S-a notat: P_1 - puterea electrică primită de stator de la rețea; ΔP_{Cu1} și ΔP_{Cu2} pierderile de putere în cuprul

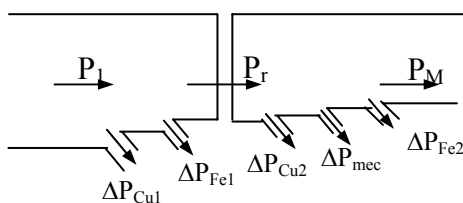


Fig.5.32

înfășurărilor statorului și rotorului; ΔP_{Fe1} și ΔP_{Fe2} - pierderile de putere în fierul statorului și rotorului; P_r - puterea transmisă rotorului pe cale electromagnetică; ΔP_{mec} - pierderi mecanice de putere; P_M - puterea mecanică utilă la

arborele rotorului.

Între aceste puteri se pot scrie relațiile:

$$\begin{aligned} P_1 &= P_r + \Delta P_{Cu1} + \Delta P_{Fe1} \\ P_r &= \Delta P_{Cu2} + \Delta P_{mec} + \Delta P_{Fe2} + P_M \end{aligned} \quad (5.29)$$

Puterea mecanică $P_M + \Delta P_{mec}$, în funcție de momentul cuplului motor M , are relația:

$$P_M + \Delta P_{mec} = M \cdot \Omega_2 \quad (5.30)$$

Puterea electromagnetică transmisă de stator, rotorului, se va scrie în mod asemănător:

$$P_r = M\Omega_1 \quad (5.31)$$

Neglijând pierderile în fierul rotoric, din relațiile (5.29), (5.30) și (5.31) se obține:

$$M\Omega_1 = \Delta P_{Cu2} + M\Omega_2, \text{ sau: } M = \frac{\Delta P_{Cu2}}{\Omega_1 - \Omega_2}$$

Dar, $\Delta P_{Cu2} = 3R_2 I_2^2$ (R_2 reprezintă rezistența ohmică a înfășurării rotorului, pentru o fază) și $\Omega_1 - \Omega_2 = \Omega = s\Omega_1 = s\omega_1/p$ și deci:

$$M = \frac{3pR_2 I_2^2}{s\omega_1} \quad (5.32)$$

Curentul rotoric I_2 poate fi exprimat în funcție de t.e.m. E_2 indusă în înfășurarea de impedanța Z_2 , a rotorului cu relația:

$$I_2 = \frac{E_2}{Z_2} = \frac{\omega_2 N_2 \Phi_m}{\sqrt{2} \sqrt{R_2^2 + X_2^2}}$$

unde Φ_m este fluxul magnetic maxim, care rămâne constant, indiferent de sarcina mașinii, dacă tensiunea de la rețea este constantă. Rezultă:

$$M = \frac{3pR_2 \omega_2^2 N_2^2 \Phi_m^2}{2s\omega_1 (R_2^2 + X_2^2)} \quad (5.33)$$

Se observă că momentul cuplului electromagnetic este proporțional cu Φ_m^2 . Fluxul magnetic fiind proporțional cu tensiunea rețelei aplicată statorului, rezultă că momentul cuplului motor depinde de pătratul tensiunii de la rețea. Aceasta constituie un dezavantaj pentru motoarele trifazate asincrone, deoarece momentul cuplului motor este sensibil la variațiile de tensiune (de exemplu, dacă tensiunea de la rețea scade cu 10% momentul cuplului motor scade cu 19%, deoarece $(0,9U_n)^2 = 0,81U_n^2$.)

Impedanța înfășurării rotorului la alunecarea s , Z_{2s} , se poate scrie sub forma:

$$\underline{Z}_{2s} = R_2 + jX_{2s} = R_2 + jL_2\omega_2$$

sau ținând cont de relația (5.28):

$$\underline{Z}_{2s} = R_2 + jL_2s\omega_1 \text{ și notând } L_2\omega_1 = X_2, \text{ rezultă că}$$

$$\underline{Z}_{2s} = R_2 + jsX_2$$

relația (5.33) devine:

$$M = \frac{3pR_2s\omega_1N_2^2\Phi_m^2}{2(R_2^2 + s^2X_2^2)}$$

sau

$$M = \frac{3pR_2\omega_1N_2^2\Phi_m^2}{2\left(\frac{R_2^2}{s} + sX_2^2\right)} \quad (5.34)$$

Întrucât alunecarea variază între 1 (la pornire) și zero (la sincronism) se observă că la sincronism momentul cuplului este zero, iar la pornire ponderea reactanței X_{2s} este mai importantă decât a rezistenței ohmice R_2/s . În regim de turație constantă, când alunecarea este mică, termenul R_2/s va avea o pondere mai mare decât reactanța X_{2s} . Graficul de variație $M(s)$ este prezentat în figura 5.33, valoarea maximă M_{\max} , determinându-se prin rezolvarea ecuației: $dM/ds=0$. Din rezolvarea acestei ecuații rezultă:

$$s_m = \pm \frac{R_2}{X_2}$$

și

$$M_{\max} = \frac{3p\omega_1N_2^2\Phi_m^2}{4X_2} \quad (5.35)$$

Se observă că M_{\max} nu depinde de rezistența ohmică a înfășurării rotorului și că este proporțional cu Φ_m^2 , adică este direct proporțional cu pătratul tensiunii de la rețea. De asemenea se observă că valoarea alunecării s_m , pentru care momentul cuplului este maxim, este direct proporțională cu rezistența R_2 a unei înfășurări rotorice (a unei faze).

Pe caracteristica $M(s)$ se pot delimita cele trei regimuri de funcționare ale mașinii asincrone:

- regimul motor, când alunecarea variază între valorile 1 la pornire și zero la sincronism;

- regimul de generator, când alunecarea ia valori negative. Această situație poate apărea când turația motorului devine mai mare decât turația câmpului magnetic învârtitor statoric, adică atunci când mașina primește energie mecanică la arbore și o transformă în energie electrică;
- regimul de frână electromagnetică, când alunecarea devine mai mare decât 1, adică atunci când rotorul se va învârti în sens invers față de câmpul magnetic învârtitor statoric.

În practică, funcționarea mașinii asincrone în regim motor se întâlnește foarte des. Regimul de generator nu se folosește decât în mod întâmplător (de exemplu în cazul tracțiunii electrice, când vehiculul coboară o pantă și deci mașina asincronă, fiind legată la rețea și primind energie cinetică, o va transforma în energie electrică, dacă rotorul se va învârti cu o turație mai mare decât cea a câmpului magnetic învârtitor).

Funcționarea în regim de frână electromagnetică se folosește de cele mai multe ori la instalațiile de ridicat și transportat, la coborârea sarcinii. În această situație, rotorul, învârtindu-se în sens invers, primește atât energie electrică, cât și energie mecanică și le transformă în căldură prin efect Joule –Lenz în rezistența rotorului, acoperind astfel, în parte, pierderile mecanice și în fierul rotoric ale mașinii. Pierderile în fierul rotoric, în acest regim, sunt relativ mari, deoarece frecvența curenților rotorici este mare ($f_2 = sf_1 > f_1$).

Un alt exemplu de funcționare în regim de frână electromagnetică este atunci când, mașina asincronă funcționând ca motor, antrenând un mecanism oarecare, se decuplează de la rețea și se recuplează din nou la rețea, dar cu două faze inversate. În acest caz, rotorul va continua să se rotească inerțial, contrar sensului de rotație al câmpului magnetic învârtitor statoric, inversat prin schimbarea succesiunii fazelor. Deci mașina va intra în regim de frână electromagnetică. O asemenea frânare se numește frânare prin contra-conectare a motorului. Pentru ca după oprirea rotorului, mașina să nu intre din nou în regim de motor, cu sens schimbat de rotație, trebuie ca alimentarea înfășurării statorice să fie întreruptă.

În fig.5.33 se arată și poziția momentului cuplului nominal M_n , dezvoltat de motorul asincron. De obicei $M_{max} = (1,5 \div 3)M_n$. Cu cât motorul funcționează în condiții mai grele, cu șocuri de cuplu (laminoare, macarale, foraj), care pot depăși cuplul nominal, cu atât M_{max} trebuie să fie mai mare, din motive de siguranță.

Din caracteristica $M(s)$, vezi fig.5.33, se observă că pentru același

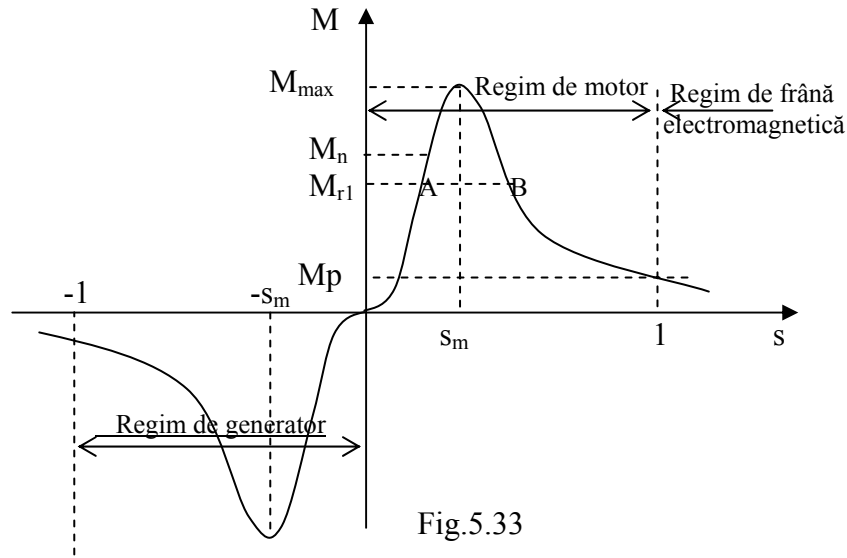


Fig.5.33

cuplu rezistent M_{r1} sunt posibile două puncte de funcționare A și B, la alunecări diferite. Motorul însă nu poate funcționa stabil decât în punctul A, adică pe porțiunea crescătoare a caracteristicii $M(s)$.

Analiza funcționării motorului asincron trifazat pe caracteristica $M(s)$. Să considerăm că la arborele motorului se aplică un cuplu rezistent M_r . Motorul poate porni în sarcină numai dacă cuplul de pornire M_p este mai mare decât cuplul rezistent M_r . În această situație motorul pornește în sarcină și turația motorului crește (alunecarea scade)

până când se îndeplinește relația de regim permanent:

$$M = M_r \quad (5.36)$$

după care turația rotorului rămâne constantă. În cazul cuplului rezistent M_r , condiția (5.36) se îndeplinește în punctul P (fig.5.34), corespunzătoare unei alunecări s_p . Dacă la arbore există un cuplu rezistent $M'_r > M_p$

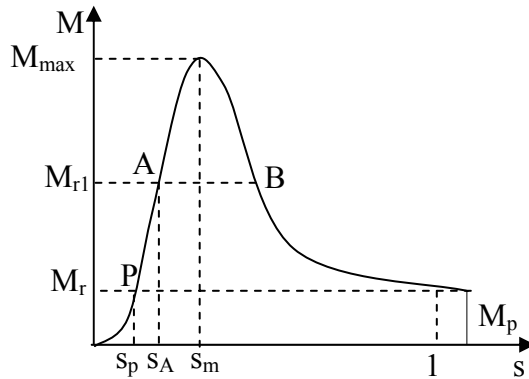


Fig.5.34

motorul asincron nu poate porni în sarcină. Totuși, motorul poate prelua această sarcină, prin pornirea în gol și cuplarea sarcinii de lucru numai după realizarea pornirii, dacă aceasta, nu depășește puterea maximă a motorului.

Să considerăm că motorul funcționează cu un cuplu rezistent la arbore M_r și că acesta are o creștere până la M_{r1} . În această situație momentul cuplului motor va crește până când se va îndeplini condiția (5.36) și deci alunecarea se va mări până la valoarea s_A , respectiv turația motorului se va micșora. Deplasarea punctului de funcționare A pe caracteristica $M(s)$ se poate face până la valoarea corespunzătoare alunecării maxime s_m , după care, dacă cuplul rezistent continuă să crească, nu va mai fi îndeplinită condiția (5.36), adică momentul cuplului motor nu va crește pentru a echilibra creșterea cuplului rezistent, ci se va micșora și deci funcționarea motorului într-un punct B va fi instabilă.

În concluzie, la caracteristica $M(s)$ interesează numai porțiunea corespunzătoare alunecărilor cuprinse între 0 și s_m .

5.2.4. Caracteristicile motorului asincron trifazat

Principalele caracteristici de funcționare ale motorului asincron trifazat sunt:

- caracteristica mecanică, analizată în paragraful anterior;
- caracteristica randamentului;
- caracteristica factorului de putere;

Caracteristică mecanică. Caracteristica $M(s)$ poate fi reprezentată și sub forma $M(n_2)$, dacă se înlocuiește variabila s prin variabila $n_2=(1-s)n_1$, n_1 fiind turația de sincronism. Explicând turația rotorului n_2 în funcție de momentul cuplului motor se obține funcția $n_2(M)$, care reprezentată grafic are aspectul din fig.5.35. Această caracteristică poartă denumirea de **caracteristică mecanică** a motorului asincron, care uneori este reprezentată și sub forma n_2 în funcție de puterea mecanică a motorului, adică $n_2(P_2)$.

Porțiunii instabile din caracteristica $M(s)$ îi corespunde, în caracteristica mecanică, porțiunea reprezentată prin linie

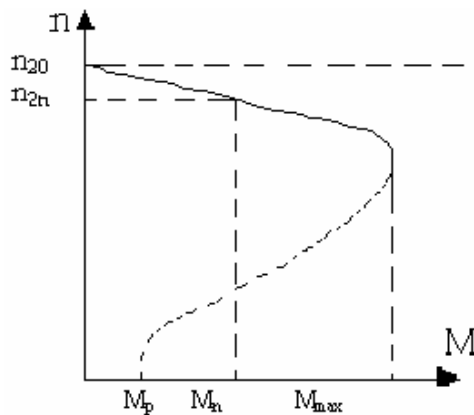


Fig.5.35

întreruptă. Ca formă, cele două caracteristici $n_2(M)$ și $n_2(P_2)$ diferă foarte puțin, întrucât puterea utilă P_2 este produsul dintre momentul cuplului motor și turația n_2 din care se scad pierderile mecanice prin frecări.

Puterii nominale P_{2n} îi corespunde turația nominală n_{2n} , care este cu $3 \div 6\%$ mai mică decât turația de sincronism. Din această cauză se spune că motorul asincron are o caracteristică rigidă, adică la diferite valori ale sarcinii la arbore, turația motorului se modifică foarte puțin.

Caracteristica randamentului reprezintă variația randamentului în funcție de puterea utilă $\eta(P_2)$, atunci când tensiunea și frecvența tensiunii de alimentare a statorului rămân constante. Se știe că $\eta = P_2 / P_1$, însă $P_1 = P_2 + \sum \Delta P$, în care $\sum \Delta P$ reprezintă pierderile de putere ale motorului și anume: pierderile în stator $\Delta P_{Fe} + \Delta P_{Cu1}$ și pierderile în rotor $\Delta P_{Cu2} + \Delta P_m + \Delta P_{Fe2}$.

Randamentul motorului asincron atinge valoarea maximă între $50 \div 75\%$ din puterea nominală și are valori între $85 \div 93\%$, depinzând de puterea motorului (la puteri mai mari randamentul este mai bun). Forma caracteristicii $\eta(P_2)$ este cea din fig.5.36.

Caracteristica factorului de putere reprezintă variația factorului de putere în funcție de puterea utilă $\cos \varphi(P_2)$, atunci când tensiunea și

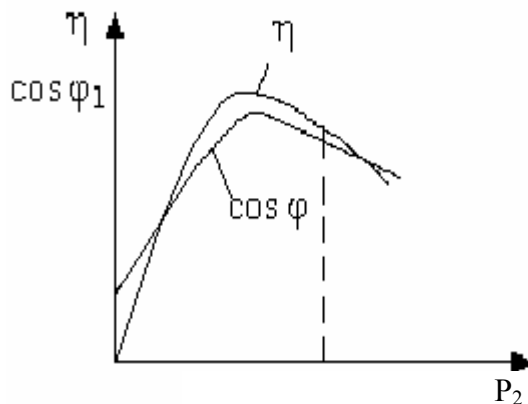


Fig. 5.36

frecvența tensiunii de alimentare a statorului rămân constante. Forma caracteristicii este cea din fig.5.36. Motorul asincron are $\cos \varphi < 1$ inductiv și la mersul în gol are valoarea cea mai mică, în jur de $0,2 \div 0,3$. La funcționarea în sarcină $\cos \varphi$ crește, atingând valoarea maximă la funcționarea cu sarcină nominală.

5.2.5. Pornirea motorului asincron trifazat

S-a arătat că la pornire, momentul cuplului motor trebuie să fie mai mare decât momentul cuplului rezistent, $M_p > M_r$. Mărirea curentului de pornire absorbit de la rețeaua de alimentare este în general

de $(5 \div 7) I_{ln}$ și din această cauză se impun anumite condiții, la pornire. Datorită șocului de curent la pornire, există consecințe neplăcute atât pentru motorul propriu-zis (datorită solicitării termice a acestuia), cât mai ales pentru rețeaua de alimentare și protecția motorului. Există mai multe metode de pornire și anume:

a) **Pornirea prin cuplarea directă** a statorului la rețeaua de alimentare. Această metodă se aplică în general numai la motoarele asincronice trifazate cu rotorul în scurtcircuit cu o putere nominală mică în comparație cu puterea pe care o poate suporta rețeaua la care se conectează motorul. Există o relație empirică cu ajutorul căreia se poate aprecia dacă un motor de putere nominală P_M poate fi pornit sau nu prin cuplare directă la o rețea, care poate suporta o putere instalată P_{inst} și anume:

$$\frac{I_p}{I_{ln}} \leq \frac{3}{4} + \frac{P_{inst}}{4 \cdot P_M} \quad (5.37)$$

Pentru raportul I_p / I_{ln} se ia valoarea $5,5 \div 6,5$. Dacă condiția (5.37) este îndeplinită, motorul poate fi pornit prin cuplare directă.

Exemplu: $P_M = 10\text{kW}$, $P_{inst} = 100\text{kW}$, rezultă $I_p / I_{ln} \leq 3,25$, deci nu este îndeplinită condiția și motorul nu poate fi pornit prin cuplare directă la rețea.

b) **Pornirea cu tensiune de alimentare redusă** permite micșorarea curentului I_p până la valori convenabile. Reducerea tensiunii

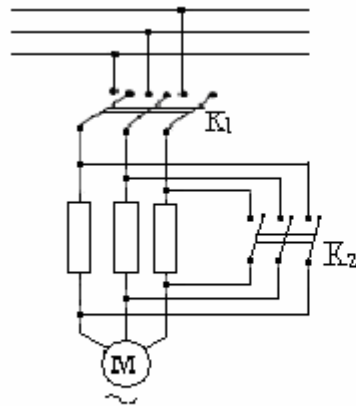


Fig. 5.37

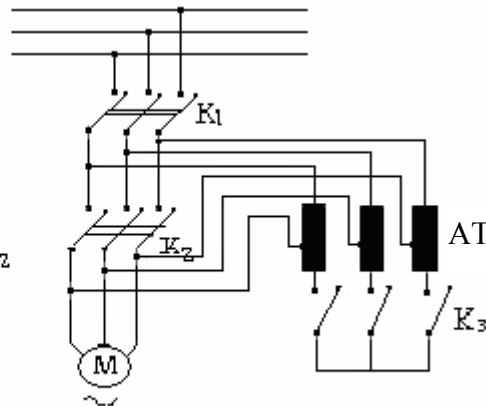


Fig. 5.38

de alimentare se poate realiza fie prin introducerea pe fiecare fază a unor

rezistențe chimice sau bobine, pentru producerea unor căderi de tensiune, astfel încât să se micșoreze tensiunile aplicate înfășurărilor statorice (fig.5.37) și după pornire acestea se scot din circuit (se închide întrerupătorul K_2), fie prin intercalarea unui autotransformator trifazat, AT, coborâtor de tensiune (fig.5.38), care după pornirea motorului se scoate din funcțiune (prin închiderea întrerupătorului K_2 și deschiderea lui K_3).

Aceste metode de pornire au dezavantajul că la pornire, momentul cuplului motor este micșorat cu pătratul micșorării tensiunii, iar în cazul folosirii unui autotransformator trifazat, acesta mărește costul instalației.

c) **Pornirea cu ajutorul unui comutator stea-triunghi** (fig.5.39). acest sistem de pornire se poate face numai pentru motoarele

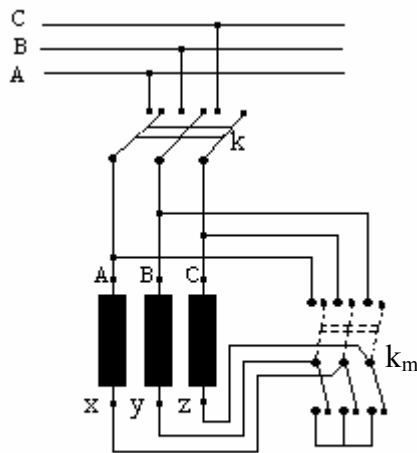


Fig. 5.39

care funcționează cu conexiunea înfășurărilor statorului în triunghi. La pornire comutatorul stea-triunghi se dă pe poziția stea. În felul acesta conexiunea înfășurărilor statorului fiind în stea, intensitatea curentului la pornire va fi de trei ori mai mică decât în cazul pornirii cu conexiunea în triunghi. După ce rotorul a pornit și turația lui este apropiată de cea normală, comutatorul K_m se dă pe poziția triunghi. În felul acesta motorul va funcționa în regim normal, cu înfășurările conectate în triunghi.

Dezavantajul acestei metode constă în faptul că la pornire, tensiunea pe fază fiind micșorată de $\sqrt{3}$ de ori, momentul cuplului motor este de trei ori micșorat și deci motorul nu poate fi pornit sub sarcină.

d) **Pornirea cu ajutorul unui reostat de pornire**

Această metodă se aplică numai la motoarele cu rotorul bobinat. La periile colectoare care calcă pe inele, se leagă un reostat trifazat conectat în stea (fig.5.40). La pornire se intercalează întreaga rezistență a reostatului în circuitul înfășurării rotorului. Pe măsură ce turația crește R_p se micșorează până la scurtcircuitare. La unele motoare (de putere

mică), există un dispozitiv care scurtcircuitază cele trei inele colectoare și totodată ridică periile de pe inele în scopul micșorării pierderilor prin frecare și a uzurii inutile a periilor.

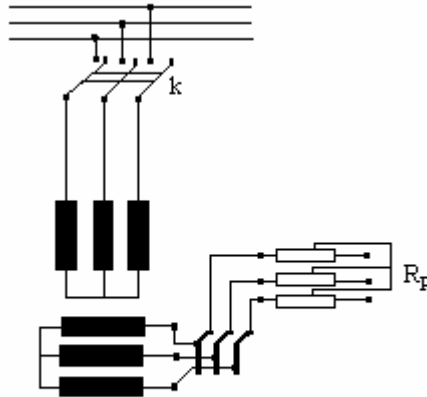


Fig. 5.40

Pornirea motorului cu ajutorul reostatului de pornire prezintă avantajul că intensitatea curentului I_p este micșorată până la valoarea $(1,5 \div 2)I_n$, iar momentul cuplului motor este mare, adică motorul poate fi pornit sub sarcină.

S-a arătat, că alunecarea pentru care cuplul motor este maxim depinde direct proporțional de rezistența ohmică R_2 a circuitului rotoric și că valoarea momentului cuplului maxim nu depinde de R_2 .

Curbele de variație ale momentului cuplului motor în funcție de alunecare, pentru diverse valori ale rezistenței R_2 sunt reprezentate în fig.5.41 (curba 1 pentru valoarea maximă a rezistenței reostatului R_p și curba 4 pentru scurtcircuitarea acestuia). Se observă că în timpul pornirii valoarea maximă a momentului cuplului motor rămâne aceeași și că variația $M(s)$ se face după

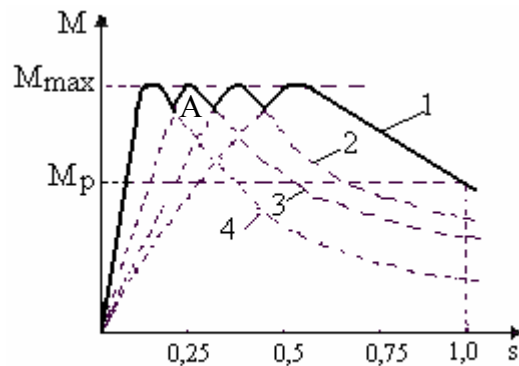


Fig. 5.41

după curbele figurate cu linie continuă, dacă micșorarea rezistenței se face în momentul când aceste curbe se intersectează. Punctul A corespunde scurtcircuitării reostatului de pornire. Porțiunile din curbe figurate cu linie întreruptă corespund funcționării motorului cu $R_2 = r_2 + R_p$ ($r_2 =$ rezistența ohmică a unei faze a înfășurării

rotorului), R_p având o valoare oarecare din rezistența reostatului de pornire.

5.2.6. Reglajul de viteză și inversarea sensului de rotație a motorului asincron trifazat

Problema reglajului de viteză are o mare importanță practică, întrucât de foarte multe ori este necesar să se facă o variație în limite largi a vitezei. Metodele de reglaj a vitezei motorului asincron sunt:

a) **Reglajul vitezei prin schimbarea numărului de poli** Se știe că turația de sincronism n_1 este $60 f_1 / p$ și deci dacă se schimbă numărul de perechi de poli se va schimba și turația n_1 de sincronism și ca urmare, se va schimba și viteza de rotație n_2 a rotorului. În acest mod se obține un reglaj de viteză în trepte. De cele mai multe ori se obține un reglaj în două trepte, adică cu două turații de sincronism.

Schimbarea numărului de perechi de poli se poate face fie prin utilizarea pe stator a două înfășurări trifazate distincte, fiecare pentru un anumit număr de poli, fie prin utilizarea unei singure înfășurări și conectarea în diferite moduri a părților componente ale acesteia. Prima soluție este mai puțin economică. A doua soluție este ilustrată în fig.5.42, unde legarea în serie sau în paralel a secțiunilor trebuie să se facă simultan pe toate cele trei faze ale înfășurării statorului. Pentru $f_1 = 50$ Hz va rezulta o turație de sincronism de 3000 rot/min. pentru $p=1$, sau 1500 rot/min. pentru $p=2$. Necesitatea schimbării legăturilor dintre diferite

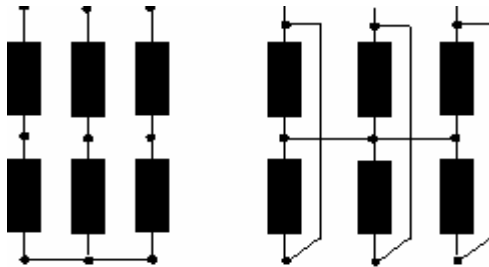


Fig.5.42

părți componente ale înfășurărilor statorice (și rotorice, în cazul motoarelor cu rotorul bobinat), conduce la complicații constructive și din această cauză motoarele cu două turații (sau trei) sunt mai scumpe față de cele cu o singură turație.

b) **Reglajul vitezei prin variația frecvenței tensiunii de alimentare.** În baza relațiilor: $n_1 = 60 f_1 / p$ și $n_2 = n_1 (1-s)$, prin modificarea frecvenței se modifică turația de sincronism și implicit și turația rotorului. Această metodă permite o reglare continuă și în limite largi a turației motoarelor asincrone, necesitând în schimb instalații speciale pentru modificarea frecvenței, ceea ce mărește prețul de cost al utilajului. Acesta nu constituie un impediment pentru utilizarea ei, acolo unde se pretează.

Pentru obținerea unei frecvențe variabile se folosesc convertizoare statice de frecvență.

c) **Reglajul vitezei prin introducerea unor rezistențe în circuitul rotoric.** Această metodă se poate aplica numai la motoarele cu rotorul bobinat, așa cum se indică în fig.5.40. La cuplul constant motorul se rotește cu o alunecare cu atât mai mare cu cât R_2 este mai mare, adică cu cât rezistența introdusă din R_p în circuitul rotorului este mai mare.

Această metodă de reglaj nu este economică, deoarece în rezistența ohmică introdusă suplimentar în circuitul rotoric, mai ales la alunecări mari, deci la turații mici, se pierde prin efect Joule-Lenz o cantitate importantă de energie, ceea ce micșorează randamentul motorului.

Se remarcă deci că motorul asincron trifazat permite un reglaj de viteză, însă neeconomic sau cu investiții sporite.

Inversarea sensului de rotație se realizează schimbând două faze între ele. Prin inversarea a două faze se va schimba sensul de rotație a câmpului magnetic învârtitor statoric și deci se va schimba și sensul de rotație al rotorului. Schimbarea a două faze se realizează schimbând între ele două legături de la rețeaua de alimentare sau de la motor.

5.2.7. Motorul asincron monofazat

Motorul asincron monofazat se utilizează în general pentru acționări de mică putere (cca.30 ÷ 200 W) și la turația aproximativ constantă.

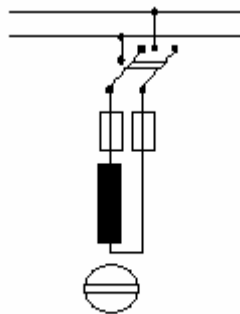


Fig.5.43

Statorul motorului asincron monofazat se construiește la fel ca la motorul asincron trifazat, cu deosebire că în creștături se introduc conductoarele unei înfășurări monofazate. Rotorul se construiește, de cele mai multe ori, în scurtcircuit. Schema electrică a motorului asincron monofazat este dată în fig.5.43.

Principiul de funcționare a motorului asincron monofazat.

Să considerăm că rotorul se învârtește cu viteza unghiulară Ω_r . Curentul alternativ monofazat care străbate înfășurarea statorului, va produce un câmp magnetic pulsativ, care poate fi descompus în două câmpuri învârtitoare: unul în același sens cu rotorul, numit câmp direct și al doilea în sens invers, viteza unghiulară a celor două câmpuri fiind aceeași Ω_{cs} .

Alunecarea rotorului, față de câmpul direct, va fi:

$$s = \frac{\Omega_{cs} - \Omega_r}{\Omega_{cs}} \quad (5.38)$$

iar față de câmpul invers va fi:

$$s' = \frac{\Omega_{cs} + \Omega_r}{\Omega_{cs}} \quad (5.39)$$

Frecvența câmpului rotoric indus de câmpul direct va fi deci $f_{21} = sf_1$, la fel ca la motorul asincron trifazat. Frecvența curentului rotoric indus însă de câmpul magnetic invers se deduce în mod analog, adică:

$$\Omega_{cs} + \Omega_r = \frac{\omega_{211}}{p} \text{ sau } \Omega_{cs} \cdot s' = \frac{\omega_{211}}{p}$$

și rezultă:

$$\frac{\omega_1}{p} s' = \frac{\omega_{211}}{p} \text{ sau } f_{211} = s' \cdot f_1$$

Dar $s+s'=2$ (din relațiile 5.38 și 5.39) și deci:

$$f_{211} = (2-s)f_1 \quad (5.40)$$

În circuitul rotoric se induc deci curenți de frecvențe diferite și anume: sf_1 și $(2-s)f_1$ corespunzător celor două câmpuri magnetice învârtitoare, asupra rotorului se vor exercita două cupluri distincte M_I și M_{II} , de sens contrar, astfel încât cuplul rezultat va fi:

$$M = M_I - M_{II},$$

La pornire, când $s=1$, frecvența curenților din înfășurarea rotorică va fi aceeași, adică:

$$f_{2I} = f_{2II} = f_1,$$

deci și cele două cupluri vor fi egale, iar cuplul rezultat va fi zero. Rezultă că motorul nu poate porni din starea de repaus. Dacă într-un mod oarecare (de exemplu printr-un impuls manual) se imprimă rotorului o turație inițială, va rezulta $s \neq s'$ și $M_I \neq M_{II}$ deci cuplul rezultat va fi diferit de zero și motorul va porni. Rotorul motorului va continua să se învârtască în sensul corespunzător vitezei inițiale (dacă cuplul motor rezultat este mai mare decât cuplul

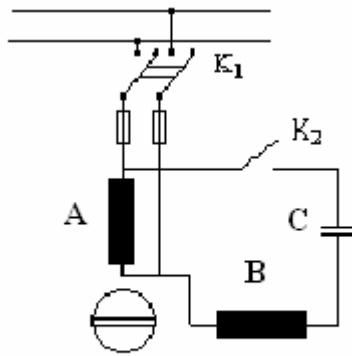


Fig.5.44

rezistent de la arbore).

În concluzie, motorul asincron monofazat dezvoltă un cuplu motor numai dacă rotorul are o viteză inițială. Această viteză inițială nu se imprimă manual, ci pe cale electromagnetică și anume utilizând o înfășurare suplimentară, B, numită înfășurare de pornire, ca se pune pe stator decalată față de înfășurarea principală cu un unghi de 90° (fig.5.44). Dacă se leagă un condensator în serie cu înfășurarea de pornire, a cărui capacitate C se alege în așa fel încât curentul ce străbate înfășurarea de pornire să fie decalat înainte cu 90° față de curentul ce străbate înfășurarea principală, atunci se va forma un sistem bifazat de curenți care vor produce un singur câmp magnetic învârtitor. Deci închizând întrerupătoarele K_2 și K_1 motorul va porni ca motor bifazat, iar după ce turația rotorului a crescut suficient, întrerupătorul K_2 se deschide și motorul continuă să se învârtască ca motor monofazat. Înfășurarea de pornire este dimensionată să funcționeze numai la pornire și din această cauză nu se admite menținerea ei în circuit.

Variația momentului cuplului motor în funcție de alunecare este reprezentată în fig.5.45. Curba 1 reprezintă variația $M(s)$ pentru o

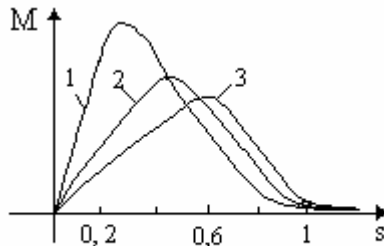


Fig.5.45

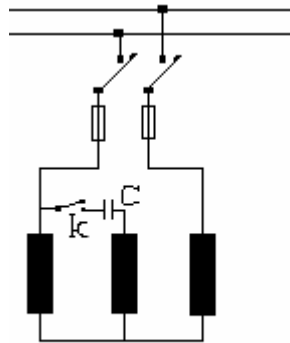


Fig. 5.46

rezistență R_2 egală cu rezistența înfășurării rotorice; curba 2 corespunde unei rezistențe R_2 , mai mari, adică în circuitul rotoric se introduce o rezistență suplimentară, iar curba 3 corespunde unei rezistențe și mai mare, decât în cazul curbei 2. Se observă că în cazul motorului asincron monofazat, o rezistență suplimentară introdusă în circuitul rotoric micșorează valoarea

maximă a cuplului motor și mărește alunecarea la care cuplul este maxim (aceasta se explică prin creșterea cuplului creat de câmpul magnetic invers, odată cu creșterea rezistenței circuitului rotoric).

Motoarele asincrone monofazate au o serie de dezavantaje, în comparație cu cele trifazate și anume:

- lipsa cuplului motor la pornire;
- capacitatea de suprasarcină este mult mai mică, datorită existenței cuplului motor produs de câmpul magnetic invers;

- randament mai mic;
- factor de putere mai mic cu 10-12%.

Motorul asincron trifazat poate fi pornit ca motor asincron monofazat, dacă se realizează schema din fig.5.46. După pornire, întrerupătorul K se deschide și motorul funcționează numai cu două faze legate în serie. Această situație se poate ivi și în practică, în cazul funcționării motorului asincron trifazat în două faze (cazul în care se arde siguranța de pe o fază). Motorul poate funcționa în continuare dacă cuplul rezistent nu-i prea mare, în caz contrar motorul se arde datorită încălzirii conductoarelor.

5.3. Mașina sincronă

5.3.1. Noțiuni generale

Mașinile sincrone au la baza funcționării tot principiul inducției electromagnetice, însă, spre deosebire de cele asincrone au particularitatea că lucrează cu viteza de sincronism (viteza câmpului magnetic învârtitor). Deci, viteza de rotație a rotorului este egală cu viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor statoric. Ele pot lucra atât în regim de motor cât și în regim de generator. Se construiesc mașini sincrone monofazate și trifazate. Cele monofazate sunt de puteri mici și foarte mici și sunt utilizate în aparatura de măsură și automatizare. Mașinile sincrone trifazate se construiesc de puteri mari și foarte mari, utilizându-se atât ca generatoare cât și ca motoare.

Generatoarele sincrone trifazate se utilizează la producerea energiei electrice în centralele electrice. Ele pot fi antrenate în mișcarea lor de rotație, de motoare primare, cum ar fi: turbine hidraulice, motoare diesel, turbine termice, etc.

Motoarele sincrone trifazate se construiesc pentru puteri mari (sute de KW) și se utilizează pentru acționarea cu viteză constantă a anumitor utilaje: pompe, compresoare, ventilatoare etc.

În cele ce urmează se vor face referiri numai la mașinile sincrone trifazate.

5.3.2. Principii constructive ale mașinii sincrone trifazate

Mașina sincronă, se compune tot din două părți constructive de bază: statorul și rotorul, ca și mașina asincronă. Statorul cuprinde: carcasa, miezul feromagnetic, înfășurarea trifazată și scuturile cu paliere. Înfășurarea statorică este construită în același mod, adică din trei

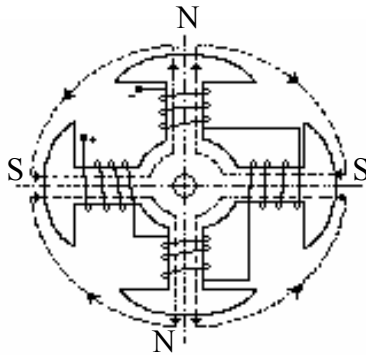


Fig.5.47

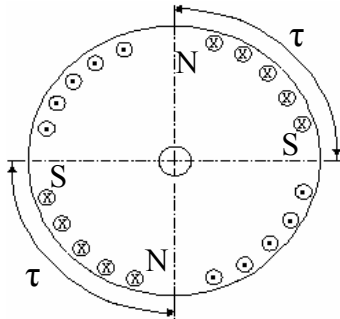


Fig.5.48

înfășurări monofazate decalate între ele spațial cu unghi de 120^0 . Conectarea acestora se face fie în stea, fie în triunghi. Rotorul mașinii sincrone este diferit de cel al mașinii asincrone. El este construit dintr-un ax de oțel, pe care se fixează polii magnetici. După modul de construcție a polilor magnetici, rotorul poate fi: cu poli magnetici aparenti (fig.5.47) sau cu poli magnetici înecați (fig.5.48).

Rotorul cu poli magnetici aparenti este folosit în cazul generatoarelor antrenate de turbine hidraulice, la care turația este sub 1000 rot/min (rotorul are un număr mare de poli magnetici). În cazul generatoarelor la care turația rotorului este mai mare de 1000 rot/min. se folosește rotorul cu poli înecați.

Înfășurarea rotorului, numită și înfășurare de excitație, este străbătută de curent continuu. Capetele înfășurării rotorului se leagă la două inele metalice, fixate pe arbore, izolate între ele și față de ax. Pe inele calcă două perii de cărbune, la care se leagă sursa de c.c., denumită și excitatoare, fixată pe același arbore cu rotorul mașinii sincrone. La tipurile mai noi, alimentarea înfășurării de excitație se face de la un redresor conectat la rețeaua de c.a.

Schema electrică a mașinii sincrone este reprezentată în fig.5.49.

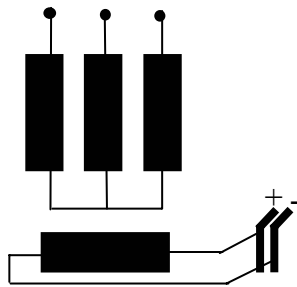


Fig.5.49

5.3.3. Funcționarea mașinii sincrone ca generator

Dacă rotorul mașinii sincrone este antrenat în mișcarea de rotație de un motor primar, curentul continuu ce trece prin înfășurarea de excitație (rotorică) va crea un câmp magnetic constant în timp, însă rotitor față stator. Liniile de câmp magnetic rotoric vor intersecta

conductoarele înfășurării statorice. Datorită fenomenului de inducție electromagnetică, în înfășurarea trifazată a statorului mașinii sincrone, se induce un sistem trifazat de tensiuni electromotoare. T.e.m. indusă în înfășurarea statorică este alternativă întrucât un conductor de pe un stator este intersectat fie de liniile de câmp magnetic rotoric care ies din polul nord, fie de liniile de câmp magnetic care intră în polul sud alăturat și care vin în dreptul conductorului respectiv după o deplasare a rotorului cu un pas polar τ (pasul polar reprezintă distanța între axele a doi poli alăturați, de nume contrar). O variație completă a t.e.m. indusă are loc în intervalul de timp corespunzător deplasării rotorului cu doi pași polari, adică cu 2τ .

În cele trei faze decalate între ele cu un unghi de 120° ale generatorului sincron trifazat se induc tensiunile electromotoare pe fază:

$$\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega \cdot t \\ e_B &= E_m \sin \left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_C &= E_m \sin \left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (5.41)$$

și valoarea efectivă a t.e.m. pe o fază va fi:

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{N\omega \cdot \Phi_m}{\sqrt{2}} \quad (5.42)$$

în care N reprezintă numărul de spire a unei faze, iar Φ_m , fluxul magnetic maxim dat de un pol rotoric. Dacă se înlocuiește pulsația t.e.m. în funcție de frecvență, relația (5.42) devine:

$$E = 4,44N f\Phi_m \quad (5.43)$$

Datorită însă poziției conductoarelor unei faze, t.e.m. totală nu este egală cu suma aritmetică a t.e.m. induse în fiecare conductor, ci cu suma geometrică și din această cauză relația (5.43) se scrie sub forma:

$$E = 4,44KN f\Phi_m \quad (5.44)$$

în care K este un factor de corecție, mai mic decât 1, numit și factor de înfășurare.

Considerând că rotorul se învâртеște cu $n/60$ rot/s și că la o rotație completă rotorul se deplasează cu $2p\tau$ pași polari, frecvența t.e.m. indusă în înfășurarea statorului ca fi:

$$f = \frac{2p\tau \cdot n/60}{2\tau} = \frac{n \cdot p}{60} \quad (5.45)$$

Rezultă că pentru a obține o frecvență constantă trebuie ca rotorul să se învârtască cu o turație constantă. Frecvența curentului alternativ industrial fiind de 50 Hz, rezultă că rotorul se va învârti cu o turație de 3000, 1500, 750... rot/min, corespunzător numărului de perechi de poli.

Înfășurarea statorului fiind trifazată, în cazul când generatorul furnizează energie electrică, adică atunci când întrerupătorul circuitului exterior este închis, prin înfășurarea statorică va trece un curent alternativ trifazat care va produce un câmp magnetic învârtitor, a cărui turație va fi dată de relația (5.25), adică aceeași ca a câmpului magnetic învârtitor statoric de la mașina asincronă. Din relația (5.45) rezultă însă:

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (5.46)$$

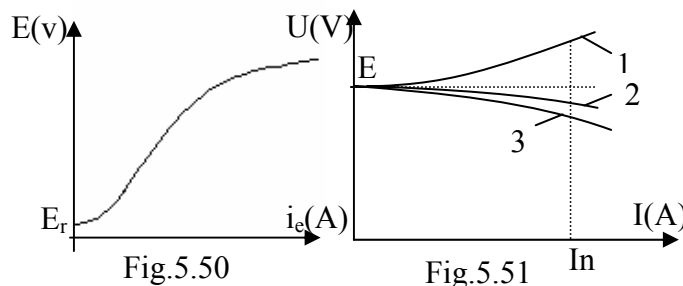
adică rotorul se învârtește cu aceeași turație ca a câmpului magnetic învârtitor statoric și din această cauză generatorul se numește sincron.

5.3.4. Caracteristicile generatorului sincron

Caracteristicile mai importante privind performanțe unui generator sincron, sunt:

a) Caracteristicile de mers în gol. Aceasta reprezintă curba de variație a t.e.m. de la bornele generatorului în funcție de intensitatea curentului de excitație i_e , atunci când curentul I debitat de generator în circuitul exterior este zero și turația rotorului este constantă. Această curbă are aspectul curbei de magnetizare a polilor magnetici ai rotorului, întrucât din relația (5.44) se observă că t.e.m. E depinde de Φ_m care este în funcție de curentul de excitație i_e , care-l produce. Curba $E(i_e)$ este reprezentată ca în fig.5.50. Valoarea E_r , este tensiunea remanentă datorată magnetismului remanent al polilor magnetici ai rotorului.

b) Caracteristica externă sau de funcționare în sarcină. În acest caz, generatorul furnizează energie electrică în circuitul exterior, adică înfășurările statorului sunt parcurse de curent. Această caracteristică reprezintă curba de variație a tensiunii de la bornele



generatorului, în funcție de curentul debitat I , atunci când turația rotorului rămâne constantă și de asemenea factorul de putere

nu se schimbă. Familiile de curbe, trasate pentru diverse valori ale factorului de putere (inductiv - curba 3; capacitiv - curba 1; rezistiv - curba 2 unde factorul de putere este unitar) sunt reprezentate în fig. 5.51.

Forma curbelor $U(I)$, coborâtoare sau ridicătoare, se explică pe baza reacției indusului și a căderilor de tensiune pe impedanța înfășurării statorului. La funcționarea în sarcină, înfășurarea statorică fiind parcursă de c.a. trifazat se va forma un câmp magnetic învârtitor statoric, care fiind câmp magnetic indus va avea sens contrar (în cazul unei sarcini active sau inductive) sau același sens (în cazul unei sarcini capacitive) față de câmpul magnetic rotoric. Din relația:

$$\underline{U} = \underline{E} - \underline{Z}_i \cdot \underline{I} \quad (5.47)$$

se observă că t.e.m. E influențează variațiile de tensiune, deoarece ea nu rămâne constantă la funcționarea în sarcină.

Dacă relația (5.47) se scrie sub forma: $\underline{U} = \underline{E} - (r + jX_s)\underline{I}$

și se construiește diagrama de fazori (fig. 5.52a, pentru sarcina inductivă și 5.52b pentru sarcină capacitivă) se observă că fluxul magnetic rezultat Φ se obține din fluxul magnetic de rotație Φ_r , care crește odată cu creșterea curentului debitat și care este în fază cu acesta, însumat vectorial cu fluxul magnetic Φ_e , dat de curentul de excitație și care este defazat cu $\pi/2$ înainte față de t.e.m. indusă. Acest flux

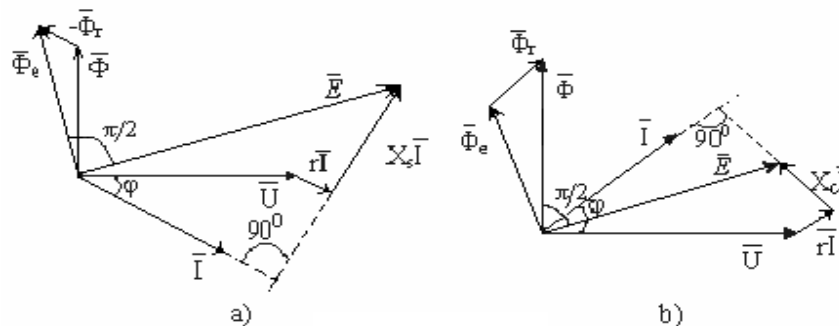


Fig. 5.52

rezultant scade odată cu creșterea curentului debitat, în cazul sarcinii active și inductive și deci scade și t.e.m. E , iar în cazul sarcinii capacitive fluxul rezultat crește, ceea ce duce la o creștere a t.e.m. E .

Diferența între valoarea efectivă a tensiunii la borne la mers în gol U_0 și tensiunea la borne U corespunzătoare curentului nominal de sarcină, pentru $i_e = \text{const.}$ și $\cos \varphi = \text{const.}$, poartă numele de variație a tensiunii la borne, $\Delta U = U_0 - U$.

În general $\Delta U = (30 \div 50)\%$ din tensiunea nominală, pentru funcționarea în regim nominal.

c) **Caracteristica de reglaj** este definită prin funcția $i_e(I)$ pentru $U = \text{const.}$, $n = \text{const.}$ Forma acestei caracteristici rezultă din considerațiile făcute la caracteristica externă. În cazul $\cos \varphi = 1$ sau $\cos \varphi_{ind}$, pe măsură ce I crește, tensiunea la borne scade (curba 2 și 3 din fig. 5.52). Pentru a readuce tensiunea la borne la valoarea inițială trebuie mărită t.e.m., adică, trebuie mărit curentul de excitație i_e (curba 2 și 3 din fig. 5.53).

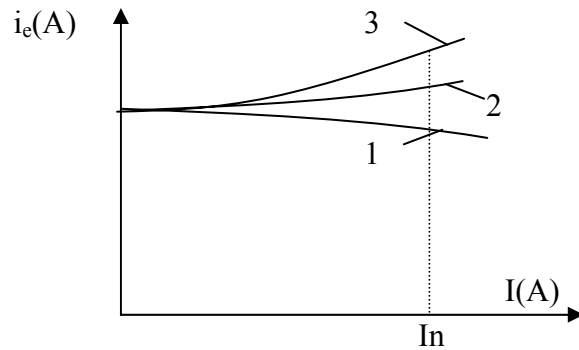


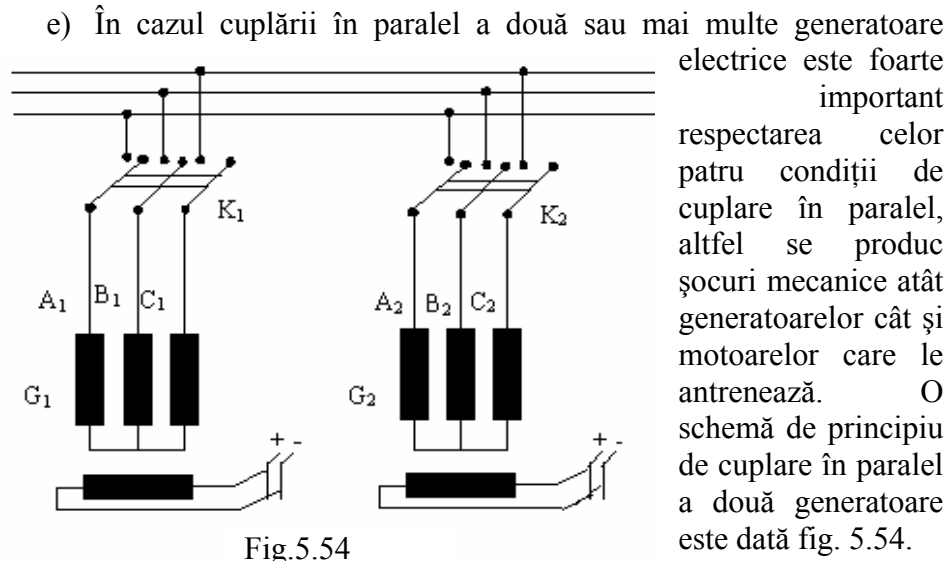
Fig.5.53

Pentru $\cos \varphi_{cap}$, pe măsură ce curentul de sarcină crește, crește și tensiunea la borne (curba 1-fig. 5.51); pentru a o readuce la valoarea inițială trebuie scăzut curentul de excitație i_e (curba 1-fig.5.53), adică trebuie micșorată tensiunea electromotoare.

5.3.5. Funcționarea în paralel a generatoarelor sincrone

În practică, frecvent se pune problema cuplării unui generator sincron la o rețea, la care sunt deja cuplate alte generatoare, adică problema funcționării în paralel. Pentru cuplarea în paralel este necesară îndeplinirea următoarelor condiții:

- t.e.m. E_2 a generatorului care urmează a fi pus în paralel trebuie să fie egală, în valoare efectivă, cu tensiunea U_1 de la bornele generatorului care deja funcționează;
- t.e.m. E_2 trebuie să fie în opoziție de fază cu tensiunea U_1 ;
- frecvența t.e.m. E_2 trebuie să fie egală cu frecvența tensiunii U_1 , adică $f_1 = f_2$;
- generatorul care urmează a fi pus în paralel trebuie să fie legat la rețea, respectându-se succesiunea fazelor, sau fazele de același nume trebuie legate împreună.



5.3.6. Funcționarea mașinii sincrone ca motor

Folosirea motorului sincron a întâmpinat mult timp dificultăți din cauza condițiilor speciale de pornire. În prezent, metodele de pornire fiind foarte bine puse la punct, motorul sincron are întrebuințări din ce în ce mai numeroase, până la puteri de $200 \div 6000\text{kW}$, în special la antrenarea utilajelor care necesită viteze de rotație constante (la compresoare centrifugale, compresoare cu piston etc.).

Principiul de funcționare al motorului sincron se bazează pe apariția forțelor electromagnetice datorită interacțiunii dintre curentul alternativ statoric și câmpul magnetic învârtitor rotoric (fig.5.55). Întrucât aceste forțe acționează asupra conductoarelor fixate în stator, rotorul se va deplasa în sens invers. Între frecvența curentului alternativ și viteza de rotație a rotorului există relația:

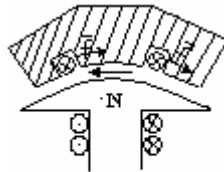


Fig. 5.55

$$n = 60 \frac{f}{p} \quad (5.48)$$

Frecvența curentului alternativ industrial fiind constantă, rotorul se va roti cu o viteză constantă, egală cu viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor statoric (viteza de sincronism).

Cuplul activ al motorului sincron are expresia:

$$M = M_m \sin\theta, \quad (5.49)$$

unde: M_m este valoarea maximă a cuplului și $\theta = (\Omega_1 - \Omega_2)t$ este unghiul dintre polii fictivi ai câmpului magnetic învârtitor statoric și polii de nume contrar ai rotorului (Ω_1 - viteza unghiulară a câmpului magnetic învârtitor statoric, Ω_2 - viteza unghiulară a rotorului). Curba de variație a cuplului motor este prezentată în fig.5.56.

Motorul sincron are cuplul la pornire nul. În momentul pornirii $\Omega_2=0$, $\theta = \Omega_1 t$ și $M=M_m \sin \Omega_1 t$. Cuplul are o variație sinusoidală cu pulsația egală cu $\Omega_1=\omega_1/p=2\pi f_1/p$. Deoarece valoarea medie a unei mărimi sinusoidale este zero, rezultă că motorul sincron are cuplul mediu la arbore egal cu zero, atunci când rotorul este nemișcat. Pentru pornire, rotorul trebuie adus la o viteză Ω_2 apropiată de Ω_1 .

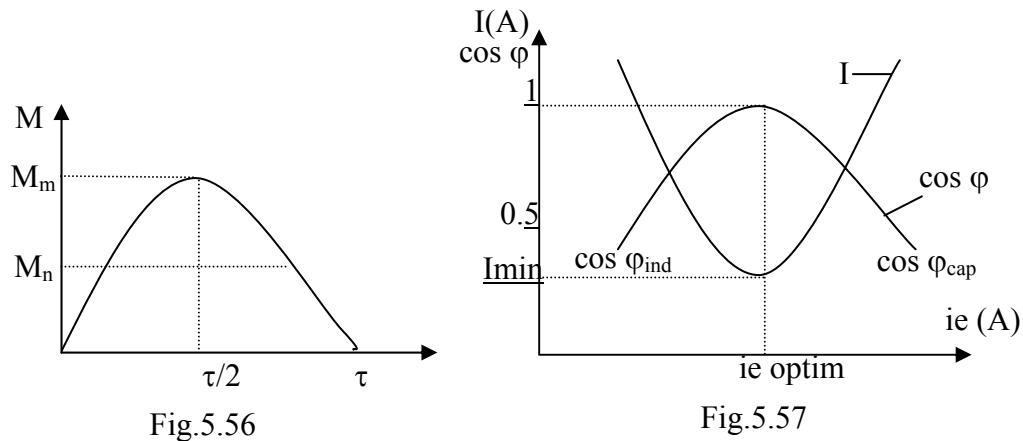
Motorul sincron lucrează la o turație constantă, egală cu turația câmpului magnetic învârtitor. Astfel, dacă se consideră că cuplu rezistent M_r , depășește cuplul activ, rotorul va tinde să-și încetinească viteza de rotație și deci între axele polilor de nume contrar va apare un unghi de decalaj θ mai mare cu cât M_r este mai mare. Conform relației (5.49) cuplul activ al motorului crește (dacă unghiul θ se află între 0 și $\tau/2$), va crește deci și turația rotorului motorului până când va egala turația câmpului magnetic învârtitor și cuplul motor se va opri din creștere, intrând astfel într-un alt regim permanent de funcționare. Rotorul va continua să se învârtă cu aceeași viteză de rotație, cea a câmpului magnetic învârtitor.

Dacă momentul cuplului rezistent depășește valoarea maximă M_m , decalajul θ devine mai mare decât jumătatea unui pas polar și cuplul motor începe să scadă, trece prin zero și apoi schimbă de sens. În această situație se produce „desprinderea” polilor rotorului de polii câmpului învârtitor statoric și dacă nu se întrerupe alimentarea înfășurărilor statorului de la rețea, motorul se arde. Pentru a se evita „desprinderea” polilor, momentul cuplului nominal M_n se ia mai mic decât M_m (de obicei $M_m/M_n=1,5 \div 2,5$).

5.3.7. Caracteristicile motorului sincron

Să considerăm funcționarea motorului sincron în regim stabil, la tensiunea constantă și curent de excitație variabil, puterea motorului la arbore rămânând constantă. În această situație curentul absorbit de la rețea variază, având o valoare minimă corespunzătoare unui curent de excitație optim. Curba $I(i_e)$ este reprezentată în fig.5.57 și poartă numele de curba în „V”. În cazul $i_e < i_{e \text{ optim}}$ curentul I , absorbit de la rețea, este defazat în urmă față de tensiune, iar în cazul $i_e > i_{e \text{ optim}}$ defazajul este

capacitiv (regim supraexcitat). În fig.5.57 s-a dat și curba $\cos\varphi(i_e)$ la $U=\text{constant}$ și $M=\text{constant}$. Rezultă din cele menționate mai sus, că motorul sincron poate funcționa cu un factor de putere egal cu unu, inductiv sau capacitiv. Desigur că în practică funcționarea în majoritatea cazurilor, este în regim supraexcitat ($\cos\varphi_{cep}$) deoarece, în această situație factorul de putere general al instalației se va îmbunătăți. Motorul sincron funcționând în gol și utilizat numai la îmbunătățirea factorului de



putere, se numește compensator sincron.

5.3.8. Pornirea motorului sincron trifazat.

La pornire, când rotorul are viteza de rotație zero, momentul cuplului motor este nul și deci motoarele sincrone nu pot porni singure, ceea ce constituie un dezavantaj esențial al lor. Pentru pornire se folosesc două metode: pornirea cu ajutorul unui motor auxiliar și pornirea motorului sincron ca motor asincron.

Pornirea motorului sincron cu ajutorul unui motor auxiliar

constă în folosirea unui motor care să antreneze rotorul motorului sincron până la viteza de rotație corespunzătoare vitezei de sincronism. În această situație mașina sincronă funcționează ca generator sincron. Pentru a lega statorul motorului sincron la rețea, va trebui ca, în prealabil, să fie îndeplinite cele patru condiții de funcționare în paralel a două generatoare, rețeaua electrică fiind considerată ca un generator cu o putere infinit de mare. După cuplarea la rețea, motorul auxiliar se oprește, mașina sincronă va continua să funcționeze ca motor sincron. Pentru a nu mări puterea motorului utilitar, motorul sincron trebuie pornit fără cuplu rezistent la arbore.

Pornirea motorului sincron ca motor asincron constă în legarea înfășurărilor statorului la rețea, înfășurarea rotorului fiind închisă prin intermediul unui rezistor R_d (fig.5.58). Motorul va porni ca motor asincron, rezistorul R_d având rolul de a proteja înfășurarea la supratensiunile care se induc la pornire.

După obținerea regimului de turație constantă, apropiată de turația de sincronism, comutatorul K se trece din poziția „pornire” în poziția „funcționare”. În circuitul înfășurării rotorului s-a intercalat și un ampermetru de tip magnetoelectric, cu zero la mijloc, acul acestuia oscilând cu frecvența curentului rotoric, care este mică. Intrarea în sincronism a motorului este indicată și de ampermetru întrucât oscilațiile acului inductor încetează. Schimbarea comutatorului K din poziția „pornire” în poziția „funcționare” se va face în momentul când acul indicator este la zero. Pentru a mări cuplul motor la pornire, la motoarele de putere mai mare, în piesele polare ale rotorului se introduce o înfășurare în scurtcircuit sub formă de bare (ca la motoarele asincrone). Această înfășurare nu va fi străbătută de curenți la sincronism, deoarece conductoarele înfășurării rotorului nu intersectează liniile de câmp magnetic învârtitor statoric.

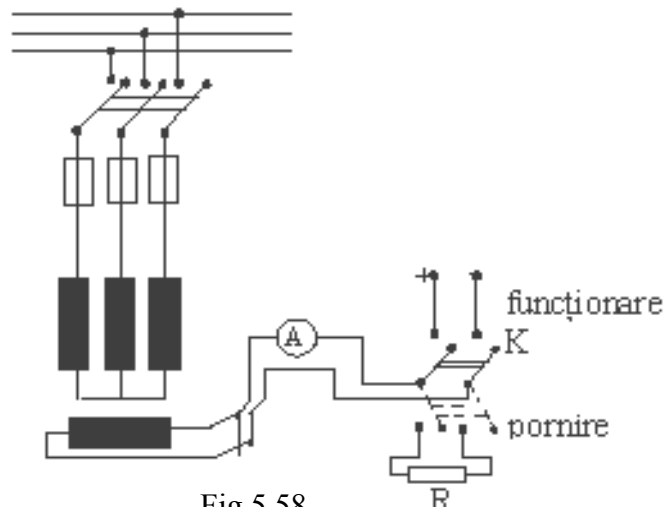


Fig.5.58

Oprirea motorului sincron se face deschizând întrerupătorul de la rețea. Nu se admite oprirea motorului prin deschiderea comutatorului K, întrucât în acest caz datorită existenței câmpului magnetic învârtitor statoric, se induce o t.e.m. mai mare în înfășurarea rotorului, periculoasă pentru izolația conductoarelor acestuia.

Fața de motorul asincron, motorul sincron prezintă următoarele avantaje:

- poate funcționa cu factor de putere capacitiv, deci în regim de compensator;
- variația momentului cuplului motor în funcție de tensiune este liniară, nu pătratică ca la motoarele asincrone;
- întrefierul este mai mare, ceea ce reprezintă o siguranță sporită în exploatare;
- randamentul este mai mare, datorită unui factor de putere îmbunătățit.

Ca dezavantaje, trebuie să menționăm:

- imposibilitatea pornirii cu mijloace proprii, normale;
- necesitatea unei surse de c.c., pentru excitație.

În general motorul sincron este mai voluminos și mai scump decât motorul asincron de aceleași caracteristici.

5.4. Mașina de curent continuu

5.4.1. Noțiuni generale

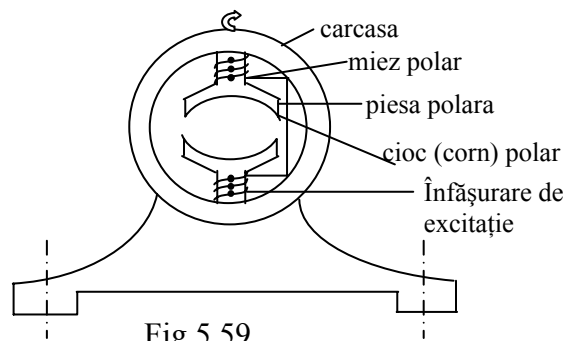
Mașinile de curent continuu pot funcționa atât în regim de generator cât și de motor, mai des fiind întâlnit regimul de motor. Motoarele de curent continuu se utilizează în acționările electrice care necesită o reglarea foarte fină a turației sau necesită turații ajustabile în limite largi. Utilizarea motoarelor de curent continuu nu este comodă, în primul rând pentru că rețeaua industrială de alimentare cu energie electrică este de curent alternativ și în consecință, trebuie să existe instalații speciale care să asigure sursa de curent continuu. În plus, aceste motoare sunt mai pretențioase, necesită o întreținere mai atentă, sunt mai scumpe. Totuși, la acționarea unor utilaje cu turație ajustabilă și reglabila la valoarea prescrisă, cu precizie foarte ridicată (utilizând sisteme automate), motoarele de curent continuu sunt foarte greu de înlocuit și se întâlnesc în multe aplicații industriale.

Mașinile de curent continuu se construiesc într-o gamă foarte largă de puteri. La puteri mici și foarte mici se utilizează în aparatura de automatizare ca motoare pentru antrenarea organelor de reglare (servomotoare) sau ca generatoare în construcții speciale, utile în automatizări: tahogeneratoare (trunctoare de turație), mașini electrice amplificatoare etc.

5.4.2. Construcția mașinii de c.c.

Mașina de c.c. se compune din două părți de bază: statorul și rotorul.

Statorul cuprinde: carcasa, polii magnetici, înfășurarea de excitație, scuturile, sistemul de perii și portperii precum și palierale. Carcasa se construiește din fontă sau din oțel turnat și uneori din tablă de oțel sudată. De o parte și de alta a carcasei se fixează prin șuruburi, scuturile, care poartă paliere de alunecare (sau rulmenți) în care se rotește arborele rotorului. Polii magnetici se compun dintr-un miez polar din material feromagnetic, prins de carcasă prin buloane, la extremitate având piese polare. Înfășurarea de excitație este fixată pe miezurile polare și este compusă din bobine legate în serie, în așa fel, încât la trecerea curentului continuu, numit și curent de excitație, să se formeze poli magnetici alăturați de nume contrar. În fig.5.59 se reprezintă schematic o secțiune transversală prin statorul unei mașini de curent continuu.



Rotorul are o construcție asemănătoare cu cea al rotorului bobinat al mașinii asincrone, având în schimb, colectorul format din lamele colectoare din cupru, izolate între ele și față de arbore. Colectorul este fixat pe arborele rotorului, și are o formă cilindrică. Înfășurarea rotorului se leagă la **colector**, având capetele bobinelor înfășurării rotorului lipite cu cositor, la aripioarele lamelor colectorului.

Pentru a se realiza o legătură între înfășurarea rotorului și circuitul exterior, pe colector freacă două sau mai multe perechi de perii din grafit sau cărbune metalizat. Periile fixate prin intermediul portperiiilor, realizează cu ajutorul acestora un contact electric sub presiune constantă, cu lamelele colectorului.

5.4.3. Funcționarea mașinii de c.c. în regim de generator

Principiul de funcționare al generatorului de c.c. se bazează pe fenomenul de inducție electromagnetică. Curentul continuu ce trece prin înfășurarea statorului (de excitație) creează un câmp magnetic inductor fix și constant în timp. Rotorul fiind antrenat de un motor, conductoarele înfășurării rotorului vor intersecta liniile de câmp magnetic statoric și deci va apare în acestea o t.e.m. care însă va fi alternativă. Datorită colectorului, care joacă rol de redresor mecanic, t.e.m. alternativă indusă în înfășurarea rotorului este transformată într-o t.e.m. continuă, fig.5.60, unde e_s este tensiunea pe spirală, iar e_p este tensiunea la perii.

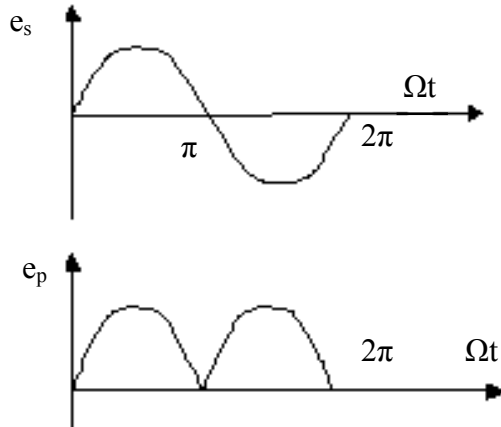


Fig.5.60

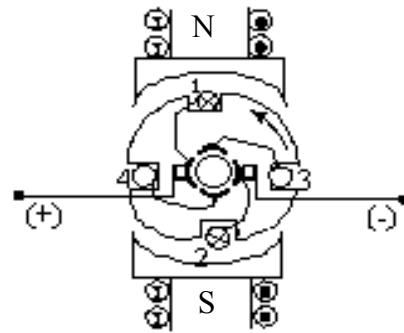


Fig.5.61

T.e.m. indusă într-un conductor se va scrie sub forma: $e = Blv$ sau, $e = B_m l v \sin \alpha$. Însă $\alpha = \Omega t$ și deci: $e = B_m l v \sin \Omega t$

T.e.m. la capetele spirei va fi:

$$e = 2B_m l v \sin \Omega t \quad (5.50)$$

Să considerăm că înfășurarea rotorică are două spire, cele patru conductoare fiind aduse la patru lamele de colector (fig.5.60). Tensiunile electromotoare, care apar între spirele 1-2 și 3-4 sunt date de relațiile:

$$e_{12} = 2B_m l v \sin \Omega t \quad \text{și} \quad e_{34} = 2B_m l v \sin\left(\Omega t - \frac{\pi}{2}\right) .$$

Variația acestor t.e.m. precum și variația tensiunii de la bornele generatorului (de la perii) este dată în fig.5.62. Se observă că datorită redresării, variația t.e.m. de la borna e_p conține patru pulsuri (t.e.m. e_p conține o componentă continuă E_0 și o componentă alternativă cu patru pulsuri).

Dacă numărul creștăturilor din rotor, deci și al lamelor colectoare este mare, componenta alternativă a t.e.m. de la bornele generatorului se va micșora și practic va fi neglijabilă (la 20 lamele de colector componenta alternativă este mai mică de 1% din E_0 , iar pentru 36 lamele este mai mică de 2‰).

Considerând valoarea medie a inducției câmpului magnetic B_{med} , dată de relația: $B_{med} = \Phi / S$, unde Φ reprezintă fluxul magnetic corespunzător unui pol și S aria cilindului generat de un conductor într-o rotație completă, relația (5.49) devine.

$$E_s = 2lvB_{med} = 2lv\Phi / S \quad (5.51)$$

Dacă mașina are $2p$ poli magnetici, fluxul magnetic total este $2p\Phi$, iar t.e.m. indusă într-o spirală va fi de $2p$ ori mai mare.

Ținând cont ca o înfășurare conține N conductoare, repartizate în $2a$ căi de curent, numărul total de spire pe o cale de curent este $N/4a$. În aceste condiții relația:

$$E_0 = 2p \frac{N}{4a} e_s = \frac{p}{2a} N 2lv \frac{\Phi}{S}$$

Însă $S = \pi dl$ și $v = \pi dn / 60$, unde n reprezintă numărul de rot/min cu care se rotește rotorul și deci:

$$E_0 = \frac{p}{a} N l \frac{\pi dn}{60} \frac{\Phi}{\pi dl}$$

sau

$$E_0 = \frac{p}{a} N n \frac{\Phi}{60} = k_e \Phi n \quad (5.52)$$

Constanta k_e depinde numai de parametrii constructivi p , a și N ai mașinii.

Dacă generatorul de c.c. funcționează și furnizează energie electrică unui receptor cuplat la bornele generatorului, atunci puterea electrică produsă va fi: $P = E_0 I_r$, unde I_r reprezintă intensitatea curentului ce trece prin înfășurarea rotorului.

Puterea mecanică primită la arborele mașinii se transformă în putere electrică și deci se poate scrie: $P_M = M\Omega = E_0 I_r$, în care M

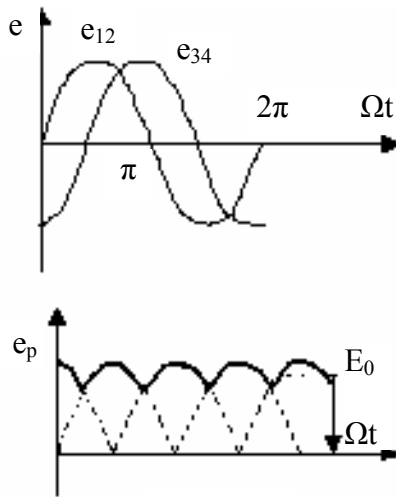


Fig.5.62

reprezintă momentul cuplului motor care antrenează rotorul generatorului. Știind că $\Omega = 2\pi n / 60$, rezultă:

$$M = \frac{E_0 I_r}{2\pi n} 60 = \frac{60}{2\pi n} \frac{p}{a} N n \frac{\Phi}{60} I_r = \frac{p}{2\pi} \frac{N}{a} \Phi I_r = K_m \Phi I_r \quad (5.53)$$

Constanta K_m depinde numai de parametrii constructivi ai generatorului și deci la o creștere a curentului furnizat de generator trebuie să corespundă o creștere a cuplului motor.

Dacă mașina de c.c. funcționează în sarcină, prin înfășurarea rotorului circulă un curent care va produce un câmp magnetic indus, numit câmp de reacție.

În funcționarea mașinii câmpul de reacție se suprapune peste câmpul inductor și influențează funcționarea mașinii în sensul că se produce o micșorare a câmpului magnetic rezultat.

5.4.4. Caracteristicile generatorului de c.c.

Funcționarea unui generator de c.c. este caracterizată de o serie de mărimi cum sunt: tensiunea de la bornele generatorului U , t.e.m. E , curentul din circuitul exterior I , curentul de excitație I_e și viteza de rotație a rotorului n . Aceste mărimi nu sunt independente unele de altele. Dependența a două mărimi, celelalte rămânând constante, formează caracteristicile generatorului de c.c.

Principalele caracteristici sunt: - caracteristica de mers în gol; - caracteristica de mers în sarcină; - caracteristica de reglaj.

Întrucât c.c. necesar înfășurării de excitație poate fi luat de la o sursă de c.c. independentă, sau chiar de la bornele generatorului respectiv, putem avea:

- generator de c.c. cu excitație independentă și
- generator de c.c. cu autoexcitație.

Generatoarele de c.c. cu autoexcitație pot fi: cu excitație în serie, dacă înfășurarea rotorului este în serie cu înfășurarea de excitație; cu excitația în derivație, dacă înfășurarea rotorului este în paralel cu înfășurarea de excitație și cu excitația mixtă, dacă există pe polii magnetici două înfășurări de excitație, care se leagă una în serie și una în paralel cu înfășurarea rotorului. În fig.5.63 sunt reprezentate schemele electrice de principiu ale fiecărui tip de generator de c.c.: a) cu excitație independentă; b) cu excitație în serie; c) cu excitație în derivație; d) cu excitație mixtă. Generatorul de c.c. cu excitație în serie nu este folosit în practică, datorită performanțelor sale ne satisfăcătoare.

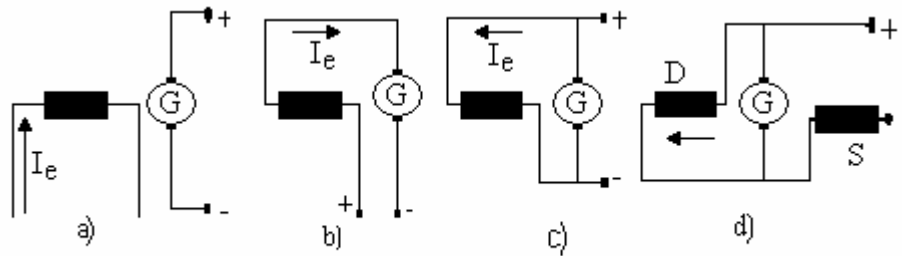


Fig.5.63

5.4.4.1. Caracteristicile generatoarelor de c.c. cu excitație derivație și independentă.

Deoarece caracteristicile acestor două generatoare sunt asemănătoare, le vom trata împreună.

Caracteristica de mers în gol reprezintă curba $E(I_e)$, atunci când $I=0$ și $n=\text{const}$. Caracteristica $E(I_e)$ are forma curbei de magnetizare a substanței feromagnetice din care este confecționat

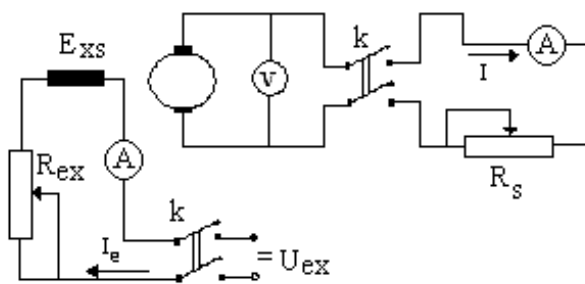


Fig.5.64

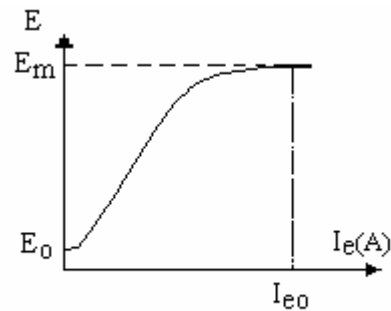


Fig.5.65

circuitul magnetic al statorului. În fig.5.64 și 5.65 sunt date: schema de montaj pentru trasarea caracteristicilor și caracteristica de mers în gol ale motorului de c.c. cu excitație separată. Se observă că la $I_e=0$, $E=E_0 \neq 0$. Această t.e.m. E_0 este datorată magnetismului remanent al polilor magnetici.

În cazul motorului de c.c. cu excitație în derivație, curentul de excitație I_e este dat de relația:

$$I_e = \frac{E}{R_{ex} + r + r_e}$$

în care: r_e este rezistența ohmică a înfășurării de excitație; r – rezistența ohmică a înfășurării rotorului. Curba $E(I_e)$ reprezentată grafic, are aceeași formă ca și caracteristica la mers în gol a generatorului de c.c. cu excitație independentă reprezentată în fig.5.65 cu deosebirea că în cazul generatorului cu excitație în derivație I_0 este produs de t.e.m. E

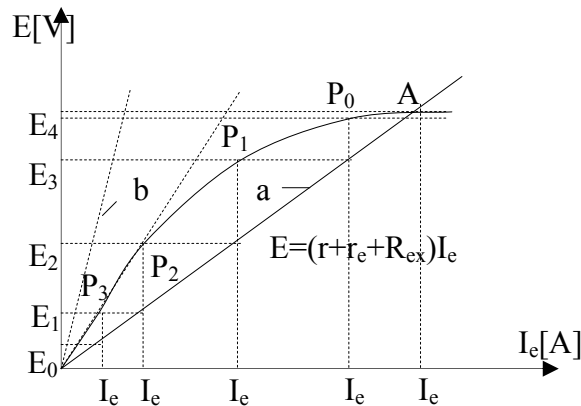


Fig.5.66

care apare în înfășurarea rotorului și deși creșterea acestei t.e.m. (amorsarea generatorului) are loc datorită curentului I_e , așa cum se observă din fig. 5.66. T.e.m. E_0 , datorită magnetismului remanent, determină apariția curentului de excitație I_{e1} , iar acesta determină o creștere a t.e.m. până la valoarea E_1 , corespunzătoare

punctului P_2 și respectiv a curentului de excitație până la valoarea I_{e2} , care duce la o nouă creștere a t.e.m. până la valoarea E_2 , corespunzătoare punctului P_2 și așa mai departe, până se ajunge în punctul A, corespunzător intersecției curbei $E(I_e)$ cu dreapta $E = I_0(r + r_e + R_{ex})$.

Acest punct poate sau nu să corespundă saturării circuitului magnetic, în funcție de valoarea rezistenței reostatului de excitație. De obicei, pentru $R_{ex}=0$, punctul A corespunde saturării circuitului magnetic.

Amorsarea generatorului are loc numai dacă sensul curentului de excitație este în așa fel încât produce un câmp magnetic de același sens cu cel dat de magnetismul remanent. O altă condiție care trebuie îndeplinită, pentru amorsarea generatorului, este și cea referitoare la înclinarea dreptei **a**: dacă R_{ex} este prea mare dreapta **b** nu intersectează curba de magnetizare și t.e.m. E nu crește, ci rămâne la valoarea E_0 . Există deci o anumită valoare critică a rezistenței reostatului de excitație $R_{e cr}$, pentru care dreapta **a** este tangentă la curba de magnetizare

(corespunde cu porțiunea liniară a caracteristicii de mers în gol). Dacă $R_{ex} < R_{e\ cr}$ atunci generatorul se va amorsa.

Puterea electrică furnizată de generator înfășurării de excitație reprezintă $1 \div 5\%$ din puterea totală a generatorului de c.c. cu excitație în derivație.

Caracteristicile de mers în sarcină și de reglaj sunt asemănătoare pentru cele două generatoare.

Caracteristica de mers în sarcină sau caracteristica externă reprezintă curba $U(I)$ pentru $I_e = \text{const.}$ și $n = \text{const.}$ Ea se trasează închizând întrerupătorul K din schema reprezentată în fig.5.64 și variind

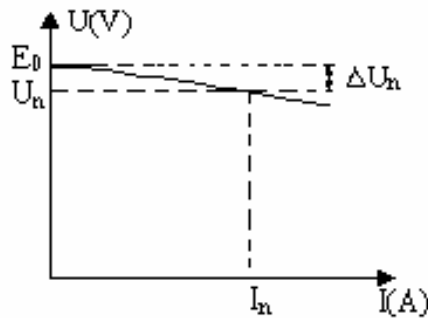


Fig.5.67

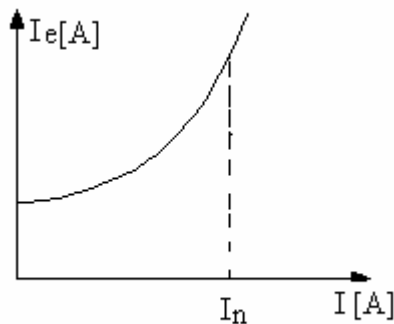


Fig. 5.68

rezistența reostatului de sarcină R_s . Practic curba $U(I)$ se trasează prin puncte, în funcție de indicațiile aparatelor de măsură (I_e trebuie să rămână constant, de asemenea și vitezele de rotație a rotorului).

Curba $U(I)$ este reprezentată în fig.5.67. Relația care ne dă legătura între U și I este: $U = E - rI$

în care r este rezistența ohmică a înfășurării rotorului. Se observă că forma caracteristicii externe este coborâtore, aceasta din cauza căderii de tensiune rI și din cauza micșorării t.e.m. E la funcționarea în sarcină (datorită reacției indusului). Notând cu ΔU_n căderea de tensiune de la funcționarea în sarcină nominală, aceasta în procente va fi:

$$\frac{\Delta U_n}{U_n} 100 = \frac{E_o - U_n}{U_n} 100$$

și are valoarea $(10 \div 15)\%$ din tensiunea nominală.

Caracteristica de reglaj reprezintă curba $I_e(I)$ pentru $U = \text{const.}$ și $n = \text{const.}$ Ea arată cum trebuie să varieze I_e atunci când variază curentul debitat, pentru ca tensiunea de la bornele generatorului să rămână constantă (egală cu cea nominală). Forma curbei este reprezentată în fig.

5.68. Trasarea caracteristicii se poate face fie experimental, fie grafic din celelalte două caracteristici.

5.4.4.2. Caracteristicile generatorului de c.c. cu excitație mixtă

Schema electrică de principiu este reprezentată în fig. 5.69. De obicei, înfășurarea de excitație serie S, produce cca (25-30)% din t.m.m. din t.m.m. produsă de înfășurarea de excitație derivație D, la funcționarea în sarcină normală. Înfășurarea de excitație serie se poate lega **aditiv** când fluxul magnetic Φ_S , dat de excitația serie este în același sens cu Φ_D , dat de excitația derivație, sau **diferențial**, când Φ_S este de sens contrar cu Φ_D .

Caracteristica de mers în gol se trasează cu întrerupătorul K deschis. Înfășurarea de excitație serie nefiind străbătută de curent, această caracteristică este identică cu a generatorului cu excitație în derivație.

Caracteristica de mers în sarcină poate fi diferită, după cum

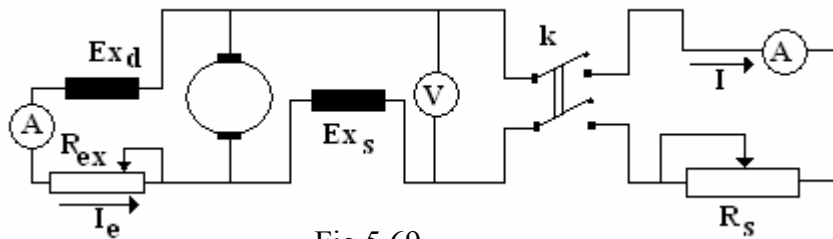


Fig.5.69

înfășurarea de excitație serie este legată aditiv sau diferențial. Dacă excitația serie este legată aditiv și calculată astfel încât acțiunea sa să

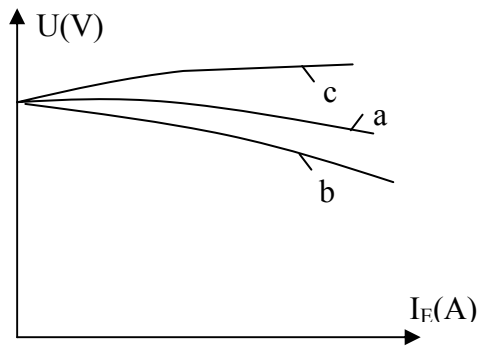


Fig.5.70

compenseze căderea de tensiune în generator, menținându-se aproape constantă tensiunea de la bornele generatorului, caracteristica apare ca cea din fig.5.70, curba a. În cazul când excitația serie este legată diferențial, căderea de tensiune la bornele generatorului crește mult, odată cu creșterea curentului de sarcină și în acest caz

caracteristica are alura curbei **b** (fig.5.70).

Uneori situația se prezintă astfel încât tensiunea la bornele generatorului crește, odată cu creșterea curentului debitat (curba **c** din fig.5.70). O asemenea situație apare atunci când excitația serie este legată aditiv și are o t.m.m. mai mare de 30% din t.m.m. dată de excitația derivație.

Caracteristicile corespunzătoare curbelor **b** și **c** sunt întâlnite la generatoarele utilizate la sudarea cu arc electric, iar curba **a** în cazul utilizărilor generatoarelor la distribuția energiei electrice.

5.4.5. Funcționarea mașinii de c.c. în regim de motor

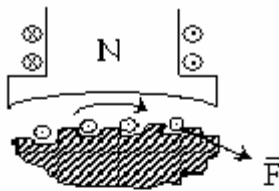


Fig.5.71

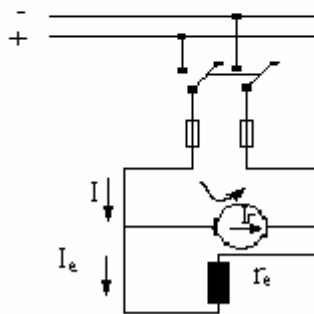


Fig.5.72

Principiul de funcționare al motorului de c.c. se bazează pe interacțiunea dintre câmpul magnetic produs de curentul de excitație și curentul continuu ce trece prin înfășurarea rotorului. Datorită acestei interacțiuni apar forțele electromagnetice care produc un cuplu motor, sensul de învârtire al rotorului fiind dat de sensul forțelor (fig.5.71).

Dacă cuplul motor este mai mare decât cuplul static total la arborele motorului, atunci rotorul se pune în mișcare de rotație uniform accelerată până în momentul când momentul cuplului motor este egalat de momentul cuplului rezistent de la arborele mașinii (cuplul de frecări în palierale proprii plus cuplul rezistent al utilajului antrenat); după aceea mișcarea de rotație devine uniformă.

Schema electrică de principiu a motorului de c.c. cu excitație în derivație este reprezentată în fig.5.72. aplicând teorema I-a a lui Kirchhoff se poate scrie:

$$I = I_e + I_r$$

În timpul învârtirii rotorului, în conductoarele înfășurării motorului se vor induce t.e.m., la fel ca în cazul generatorului de c.c., cu deosebirea că în cazul motorului aceste t.e.m. sunt de sens contrar curentului rotoric și deci sunt tensiuni contra-electromotoare (t.c.e.m.).

Relația care dă valoarea t.c.e.m. de la bornele motorului este relația (5.52).

$$U - E = r I_r \quad (5.54)$$

în care: U este tensiunea rețelei, E – t.c.e.m. dată de relația (5.52).

Desigur că, la pornire, $E=0$ și deci curentul rotoric I_r va avea valoarea I_{rp} , dată de relația: $I_{rp} = \frac{U}{r}$

Se știe că rezistența ohmică a înfășurării rotorului are o valoare mică și deci I_{rp} va căpăta o valoare foarte mare (uneori de 10 – 15 ori mai mare decât curentul nominal absorbit de la rețea). Pentru a limita acest curent, în sensul de a nu distruge înfășurarea rotorului, în serie cu aceasta se leagă un reostat de pornire, a cărui valoare se calculează cu relația:

$$R_p = \frac{U}{I_{rp}} - r \quad (5.55)$$

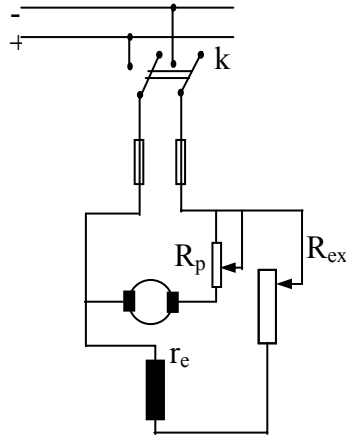


Fig.5.73

dedusă din relația $I_{rp} = \frac{U}{r}$, ținându-se seama că R_p este în serie cu r și că I_{rp} trebuie limitat la $(1,5 \div 2)I_n$. Din fig.5.73 se observă că înfășurarea de excitație este legată în permanență la tensiunea U a rețelei. La pornire reostatul R_p trebuie pus la valoarea maximă, iar după ce rotorul începe să se învârtască, R_p se micșorează treptat până la scurtcircuitare.

5.4.6. Turația și momentul cuplului motor

Pentru a determina viteza de rotație a motorului de c.c., în relația (5.52) se înlocuiește t.c.e.m. E , cu expresia dată de relația (5.54) și se

obține:

$$U - \frac{p}{a} N \cdot n \frac{\Phi}{60} = r I_r .$$

Rezultă

$$n = \frac{a}{p} \frac{U - r I_r}{N \Phi} \cdot 60 \text{ rot/min} \quad (5.56)$$

Se observă, deci, că turația motorului este proporțională cu tensiunea de la rețea și invers proporțională cu fluxul magnetic produs de curentul de excitație.

Cuplul motorului de c.c. se deduce pornind de la bilanțul puterilor, care se poate obține dacă multiplicăm relația (5.54) cu I_r .

$$\text{Rezultă} \quad U I_r = E I_r + r I_r^2 \quad (5.57)$$

unde: $U I_r$ reprezintă puterea electrică primită de la motor, de la rețea,

$r I_r$ – puterea electrică, care se transformă în putere termică datorită efectului Joule-Lenz, constituind o pierdere de putere;

$E I_r$ – puterea electrică ce se transformă în putere mecanică.

$$\text{Se poate scrie deci, } P = E \cdot I_r = M \cdot \Omega \quad (5.58)$$

unde M este momentul cuplului dezvoltat de motor (cuplul util de la arbore, plus cel datorită pierderilor mecanice prin frecări). Înlocuind în expresia (5.58), mărimile E și Ω prin relațiile cunoscute, se obține:

$$\frac{P}{a} N \cdot n \frac{\Phi}{60} I_r = M \frac{2\pi \cdot n}{60}$$

$$\text{sau:} \quad M = \frac{P}{2\pi \cdot a} N \Phi I_r = k_n \Phi I_r \quad (5.59)$$

S-a obținut aceeași expresie a cuplului ca și la generatorul de c.c., cu deosebirea că la motor, cuplul este activ, pe când la generator cuplul este rezistent.

Dacă motorul funcționează în gol, cuplul util la arbore M_u este nul, iar cuplul motor va echilibra numai cuplul rezistent datorită frecării în paliere, frecării periiilor pe colector, frecării între părțile în rotație cu aerul și pierderilor prin curenți turbionari și histerezis. Dacă se notează cu M_o momentul cuplului motor la mers în gol, cuplul util va fi dat de relația:

$$M_u = M - M_o \quad (5.60)$$

5.4.7. Caracteristicile motorului de c.c.

Motorul de c.c., ca și generatoarele de c.c., pot fi cu excitația independentă, cu excitația în derivație, cu excitația în serie sau mixtă.

5.4.7.1. Caracteristicile motorului de c.c. cu excitația în derivație și cu excitația independentă. Mărimile care pot varia în timpul funcționării unui motor de c.c. sunt: U , I , I_e și n . Dependența turației de

curentul de excitație, când $U=\text{const.}$ și cuplul rezistent $M_r=0$, reprezintă **caracteristica turației la mers în gol**. Curba $n(I_e)$ este reprezentată în

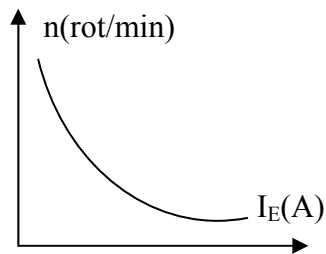


Fig.5.74

fig.5.74 din relația (5.56) se observă că turația variază invers proporțional cu fluxul magnetic. Fluxul este dat de curentul de excitație și este proporțional cu acesta, atâta timp cât circuitul magnetic este nesaturat și deci rezultă o variație după o curbă hiperbolică. Caracteristica se trasează pornind de la valoarea zero a

reostatului de excitație R_{ex} , introdus în circuit, deci de la o valoare minimă a turației. Pentru $I_e=0$ există pericolul de ambalare a motorului, adică turația rotorului poate să atingă o valoare cu mult mai mare decât cea admisibilă, care poate duce la distrugerea motorului. Din această cauză în circuitul înfășurării de excitație nu trebuie să se introducă nici un întrerupător și nici siguranță.

Dependența turației de curent absorbit de la rețea, când $U=\text{const.}$ și $I_e=\text{const.}$ reprezintă **caracteristica turației la mers în sarcină**. Această caracteristică $n(I)$ este reprezentată în fig.5.75.

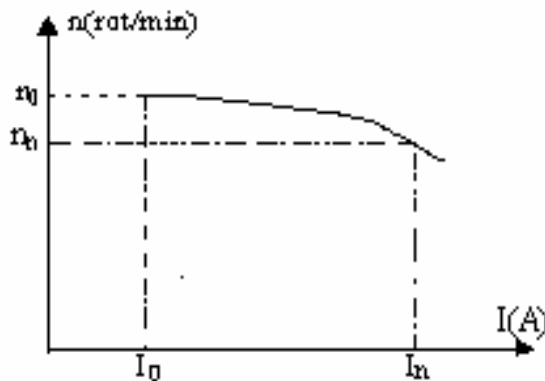


Fig.5.75

La funcționarea în sarcină R_p este scos din circuit și deci micșorarea turației odată cu creșterea curentului absorbit de la rețea se datorează termenului rI_r , din relația (5.56). Variația turației de la funcționarea în gol până la funcționarea în sarcină nominală este dată de expresia:

$$\frac{\Delta n}{n_n} = \frac{n_o - n_n}{n_n} 100\% .$$

Această variație

relativă nu este mare și anume: $2 \div 5\%$. Dacă în circuitul rotoric se introduce o anumită valoare din rezistența reostatului de pornire, termenul $(r + R_p)I_r$ se va mări și evident, micșorarea turației va fi cu atât mai mare, cu cât R_p va fi mai mare.

Variația turației în funcție de momentul cuplului motor reprezintă **caracteristica mecanică naturală**. Pentru trasarea caracteristicii se menține constant curentul de excitație și tensiunea de la rețea. Curba $n(M)$ este reprezentată în fig.5.76 și are aceeași formă ca și caracteristica $n(I)$, reprezentată în fig. 5.75.

Din relațiile (9.56) și (9.59) rezultă:

$$n = \left(\frac{a}{p} \cdot \frac{U}{N\Phi} - \frac{a}{p} \cdot \frac{rI_r}{N\Phi} \right) 60 = \frac{a}{p} \cdot \frac{U}{N\Phi} 60 - \frac{ar}{pN\Phi} \cdot \frac{M}{k_m\Phi} 60 = \frac{U}{k_e\Phi} - \frac{rM}{k_e k_m \Phi^2} \quad (5.61)$$

Deoarece toate mărimile sunt constante atunci când M variază, turația se va micșora odată cu creșterea cuplului motor, însă r fiind de valoare mică, această micșorare a turației va fi de mică importanță. Se spune că, caracteristica mecanică este rigidă.

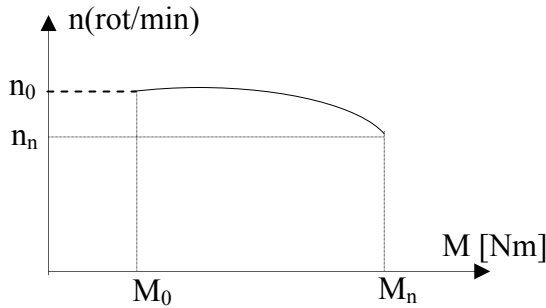


Fig.5.76

În concluzie, motoarele cu excitație în derivație sau cu excitația independentă, au următoarele proprietăți mai importante:

- viteză aproximativ constantă, la variațiile de sarcină;
- ușoară variație de viteză prin variația curentului de excitație (prin reglarea reostatului de excitație).

Datorită acestor proprietăți, utilizarea motoarelor de c.c. cu excitația în derivație (sau independentă) este foarte des întâlnită, în special atunci când utilajul antrenat necesită un reglaj de turație.

5.4.7.2. Caracteristicile motorului de c.c. cu excitația în serie.

Schema electrică este dată în fig.5.77. Modificarea curentului de excitație se face cu ajutorul reostatului de excitație R_{ex} , legat în paralel cu înfășurarea de excitație. Pentru o anumită poziție a reostatului de excitație curentul I_e va fi proporțional cu I , conform relației:

$$I_e = I \frac{R_{ex}}{r_e + R_{ex}}$$

și deci fluxul magnetic Φ va fi proporțional cu I .

Principalele caracteristici ale motorului de c.c. cu excitație în serie sunt:

Caracteristica turației la mersul în sarcină, $n(I)$ pentru $U=\text{const.}$, este reprezentată în fig.5.78. Din relația (5.56 se observă că turația fiind invers proporțională cu fluxul magnetic, iar acesta fiind proporțional cu

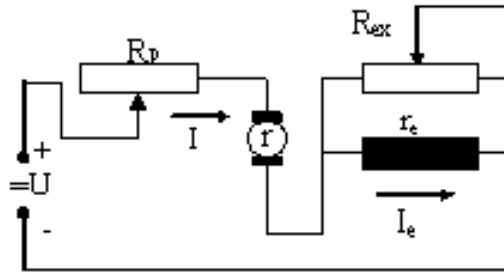


Fig.5.77

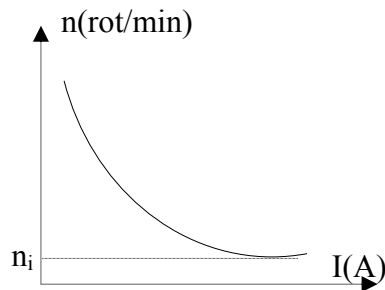


Fig.5.78

I_e , respectiv cu I , rezultă că variația turației va fi hiperbolică. Întrucât turația crește foarte mult la valori mici ale curentului absorbit de la rețea, deci la sarcini mici, motorul nu trebuie să funcționeze în gol sau cu sarcini mici.

Din această cauză, la motoarele de puteri mari se prevăd dispozitive speciale, acționate de forța centrifugă, cu posibilitatea de a face să întrerupă alimentarea cu energie electrică de la rețea. Pentru sarcini mari fluxul magnetic atinge saturația magnetică și deci turația motorului nu se va micșora sub o anumită valoare limită n_i .

Se observă deci, că motoarele de c.c. cu excitația în serie, alimentate la tensiune constantă, au o viteză foarte variabilă cu sarcina, ceea ce convine foarte bine în unele utilizări practice (ca de exemplu, în tracțiunea electrică, la mașinile de extracție etc.).

Caracteristica cuplului motor, $M(I)$ pentru $U=\text{const.}$ este prezentată în fig.5.79. Pentru sarcini mici, fluxul magnetic fiind proporțional cu I , momentul cuplului motor va fi proporțional cu I^2 și deci porțiunea O-a din caracteristica $M(I)$ are o variație parabolică. Atunci când se va atinge saturația polilor magnetici, fluxul magnetic rămânând constant, momentul cuplului magnetic va avea o variație liniară (porțiunea b-c din fig.5.79). Porțiunea a-b din caracteristica $M(I)$ reprezintă o racordare între celelalte două porțiuni din caracteristică, care intervine la apariția saturației polilor magnetici.

Caracteristica mecanică $n(M)$, pentru $U=const.$ este reprezentată în fig. 5.80. Din relațiile (5.56), (5.59) și înlocuind fluxul magnetic Φ , care este proporțional cu I , rezultă

$$n = \frac{U}{K_e \Phi} - \frac{r I_r}{K_e \Phi} = \frac{U}{K_e K_f I} - \frac{r}{K_e K_f} \quad (5.62) :$$

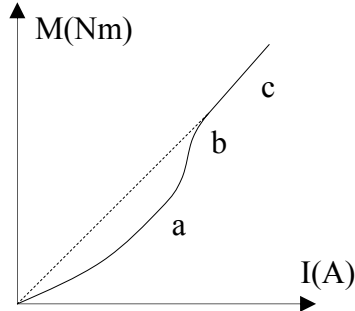


Fig.5.79

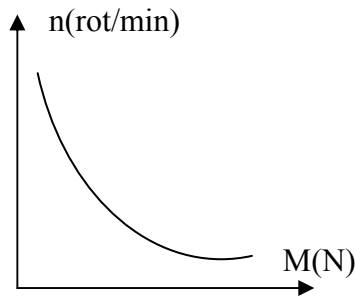


Fig.5.80

Însă $M = K_m \Phi I = K_m K_f I^2 = K \cdot I^2$
și deci:

$$n = K' \frac{U}{\sqrt{M}} - \frac{r}{k_e k_f} \quad (5.63)$$

Forma de variație a curbelor $n(M)$, și $n(I)$ este aproximativ aceeași.

Rezultă din cele specificate mai sus, că motoarele de curent continuu cu excitația în serie au un cuplu mare la pornire și deci pot porni sub sarcină. Această proprietate, precum și cea referitoare la variația turației cu sarcina, a determinat folosirea acestor motoare în tracțiunea electrică (la acționarea trenurilor, tramvaielor, electrocarelor etc.) cât și la instalațiile electrice de ridicare (macarale, ascensoare etc.). De remarcat este faptul că puterea mecanică cedată la arborele mecanismului antrenat este practic constantă, indiferent de valoarea

cuplului rezistent, din cauza variației hiperbolice a vitezei de rotație în raport cu cuplul rezistent ($P_2 = M\Omega = const.$).

5.4.7.3. Caracteristicile motorului de c.c. cu excitație mixtă

Schema electrică de funcționare este dată în fig. 5.81. Înfașurarea de excitație serie se leagă fie aditiv, fie diferențial. Turației motorului de

c.c. cu excitație mixtă, are relația: $n = \frac{a}{p} \frac{U - r I_r - r_s I}{N(\Phi_d + \Phi_s)} 60$, pentru legarea

aditivă și $n = \frac{a}{p} \frac{U - r I_r - r_s I}{N(\Phi_d - \Phi_s)} 60$, pentru cel diferențial.

În care: Φ_d este fluxul magnetic dat de excitația derivație, iar Φ_s este fluxul magnetic dat de excitația serie.

Caracteristica turației la mers în gol $n(I_e)$ pentru $U=\text{const.}$ și $M_u=0$ este aproximativ aceeași ca și la motorul de curent continuu cu excitația în derivație, întrucât căderile de tensiune rI_r și $r_s I$ sunt de mică valoare, iar Φ_s este $(25 \div 30)\%$ din Φ_d , la funcționarea în sarcină nominală (la funcționarea în gol $\Phi_d \geq \Phi_s$).

Caracteristica turației la mers în sarcină va fi mai pronunțat căzătoare la motorul cu excitație mixtă aditiv decât la motorul cu excitație derivație, întrucât intervine în plus căderea de tensiune $r_s I$ ($\Phi_d + \Phi_s$ rămâne constant deoarece se atinge saturația polilor magnetici). La motoarele diferențiale micșorarea turației dată de căderile

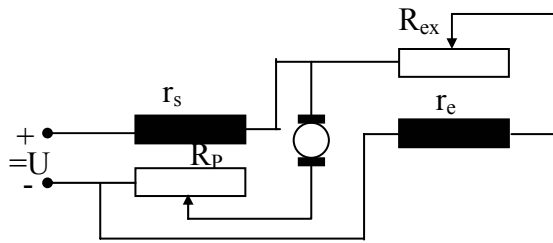


Fig.5.81

de tensiune rI_r și $r_s I$ este compensată de creșterea turației dată de reducerea fluxului $\Phi_d - \Phi_s$ (Φ_s crește odată cu creșterea sarcinii) și deci, în final se obține o turație aproximativ constantă, la variațiile de sarcină.

5.4.8. Pierderile și randamentul mașinii de c.c.

La funcționarea mașinii de c.c. în regim de generator sau de motor, are loc o transformare de energie mecanică în energie electrică sau invers, transformare care este însoțită de o serie de pierderi. Aceste pierderi se împart în: pierderi electrice, pierderi magnetice și pierderi mecanice.

Pierderile electrice au loc datorită efectului termic al curentului electric și deci se vor produce în înfășurarea rotorului și în înfășurările de excitație. Pentru o mașină cu excitația în derivație (sau independentă), pierderile de putere vor fi: $\Delta P_{el} = UI_e + rI_r^2$

Pentru o mașină cu excitația în serie, vom avea: $\Delta P_{el} = r_s I_e^2 + rI_r^2$

iar pentru o mașină cu o excitație mixtă: $\Delta P_{el} = r_s I_e^2 + r_e I_e^2 + rI_r^2$

Pierderile magnetice apar datorită fenomenului de histerezis și curenților Foucault, numai în rotorul mașinii de c.c., în polii magnetici și carcasa nu au loc aceste pierderi, întrucât câmpul magnetic este constant

în timp. Pentru micșorarea acestor pierderi, rotorul se confecționează din tole de oțel electrotehnic, cu un anumit procent de siliciu și izolate între ele.

Pierderile mecanice sunt datorate frecărilor de paliere, frecărilor perilor pe colector și frecărilor părților rotative cu aerul, inclusiv pierderile datorate ventilatorului de răcire. Aceste pierderi depind numai de viteza de rotație a mașinii și sunt proporționale cu această viteză.

Randamentul mașinilor de c.c. se determină din raportul dintre puterea utilă P_2 și puterea absorbită P_1 , între aceste puteri existând relația:

$$P_2 = P_1 - \sum \Delta P, \text{ unde, } \sum \Delta P = \Delta P_{el} + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{mec}$$

În cazul generatoarelor de c.c., întrucât $P_2 = UI$, randamentul se

scrie sub forma:

$$\eta_G = \frac{U \cdot I}{UI + \sum \Delta P}$$

În cazul motorului de c.c. $P_1 = UI$ și deci:
$$\eta_m = \frac{UI - \sum \Delta P}{UI},$$

Curba de variație a randamentului, $\eta(I)$, este dată în fig.5.82.

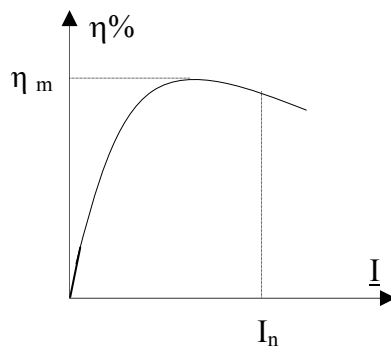


Fig.5.82

Valoarea maximă η_m are loc, de obicei, la $I = (0,5 \div 0,75)I_n$. La mașinile de mare putere (de ordinul sutelor și miilor de kw) randamentul variază între (90÷93)%, la mașinile de putere mai mică de ordinul (1-10kw), $\eta=(90\div 93)\%$, iar la micro-motoare (1-100w), $\eta=(25\div 50)\%$.

Pe plăcuțele indicatoare ale mașinilor electrice sunt trecute puterile nominale, care pentru generatoare reprezintă puterea electrică $U_n I_n$, iar pentru motoare este puterea mecanică la arbore (egală cu $\eta U_n I_n$).