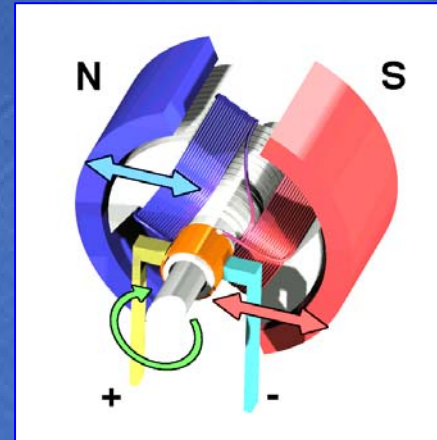
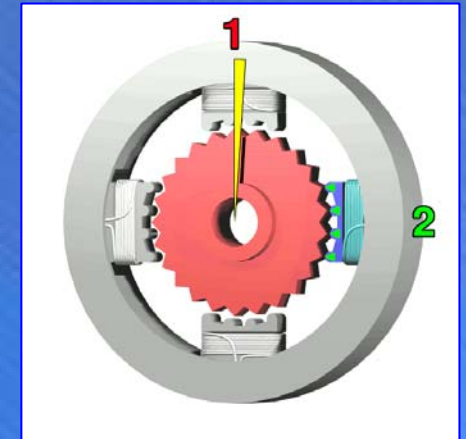


Marian PEARSICĂ Mădălina PETRESCU

Marian PEARSICĂ, Mădălina PETRESCU - MAȘINI ELECTRICE



MAȘINI ELECTRICE



ISBN 978 – 973 – 8415 –

EDITURA ACADEMIEI FORȚELOR
AERIENE "HENRI COANDĂ"
BRAȘOV 2007

C U P R I N S

Prefață	7
1. Circuite magnetice	9
1.1. Noțiuni generale.....	9
1.2. Legea fluxului magnetic.....	9
1.3. Legea circuitului magnetic. Teorema lui Ampere.....	10
1.4. Legea inducției electromagnetice.....	12
1.5. Reluctanța magnetică.....	14
1.6. Teoremele lui Kirchhoff pentru circuite magnetice.....	15
1.7. Gruparea reluctanțelor magnetice.....	16
1.8. Calculul circuitelor magnetice.....	17
2. Transformatorul electric	19
2.1. Noțiuni generale.....	19
2.2. Elemente constructive ale transformatorului electric.....	20
2.3. Funcționarea transformatorului monofazat.....	22
2.4. Ecuațiile generale de funcționare.....	23
2.5. Schema echivalentă a transformatorului monofazat.....	26
2.6. Pierderile în transformator.....	27
2.6.1. Încercarea de mers în gol a transformatorului.....	28
2.6.2. Încercarea de funcționare în scurtcircuit a transformatorului.....	29
2.6.3. Randamentul transformatorului.....	30
2.6.4. Caracteristica externă a transformatorului.....	31
2.7. Transformatorul electric trifazat.....	32
2.8. Autotransformatorul.....	34
3. Amplificatorul magnetic	35
3.1. Noțiuni generale. Principiul de funcționare.....	35
3.2. Tipuri de amplificatoare magnetice.....	38
3.2.1. Amplificatorul magnetic tip drosel.....	38
3.2.2. Amplificatorul magnetic nereversibil tip transformator.....	40
3.2.3. Amplificatorul magnetic reversibil tip transformator.....	41
3.2.4. Amplificatorul magnetic reversibil în punte.....	43
3.2.5. Amplificatorul magnetic reversibil diferențial.....	45
4. Considerații generale privind mașinile electrice	47
4.1. Noțiuni generale.....	47
4.2. Elemente constructive de bază ale mașinilor electrice.....	47
4.3. Materiale utilizate la construcția circuitelor magnetice și Electrice ale mașinilor electrice.....	50

4.4. Clasificarea mașinilor electrice.....	52
4.5. Principiul general de funcționare a mașinilor electrice.....	53
4.6. Caracteristicile generale ale mașinilor electrice.....	55
5. Mașini electrice de curent alternativ.....	57
5.1. Noțiuni generale.....	57
5.2. Generatorul de curent alternativ.....	59
5.2.1. Generatorul de curent alternativ monofazat.....	60
5.2.1. Generatorul de curent alternativ trifazat.....	61
5.2.3. Caracteristicile generatorului de curent alternativ sincron.....	63
5.3. Motorul de curent alternativ.....	65
5.3.1. Motorul de curent alternativ monofazat.....	66
5.3.2. Motorul de curent alternativ bifazat.....	67
5.3.1. Motorul de curent alternativ trifazat.....	69
5.3.4. Puterile, pierderile și randamentul motorului.....	71
5.3.5. Cuplul electromagnetic al motorului asincron.....	72
5.3.6. Caracteristicile motorului asincron.....	74
5.3.7. Pornirea motorului asincron.....	77
5.3.8. Reglarea turației motorului asincron.....	79
5.3.9. Frânarea motorului asincron.....	81
6. Mașini electrice de curent continuu.....	83
6.1. Noțiuni generale.....	83
6.2. Generatorul de curent continuu.....	84
6.2.1. Principiul de funcționare.....	84
6.2.2. Reacția indusului.....	86
6.2.3. Clasificarea generatoarelor de curent continuu.....	87
6.2.4. Randamentul și cuplul electromagnetic la generatoarele de curent continuu.....	91
6.2.5. Caracteristicile generatoarelor de curent continuu.....	92
6.3. Motorul de curent continuu.....	96
6.3.1. Principiul de funcționare.....	96
6.3.2. Clasificarea motoarelor de curent continuu.....	98
6.3.3. Randamentul și cuplul electromagnetic la motorul de c.c.....	100
6.3.4. Pornirea motoarelor de curent continuu.....	100
6.3.5. Caracteristicile motoarelor de curent continuu.....	103
6.3.6. Reglarea vitezei de rotație a motorului de c.c. în sistemul generator – motor (grupul Ward-Leonard).....	106
6.3.7. Inversarea sensului de rotație.....	107
6.3.8. Frânarea motoarelor de curent continuu.....	108
6.4. Motorul de curent continuu fără perii. Sistemul de comandă.....	109
6.4.1. Noțiuni generale.....	109
6.4.2. Configurația unui motor de c.c. fără perii.....	109
6.4.3. Sistemul de comandă.....	111
6.4.4. Principiul de funcționare a unui motor de c.c. fără perii.....	114

6.5. Influența modului de comandă PWM în cazul motorului de c.c.....	116
6.5.1. Noțiuni introductive.....	116
6.5.2. Scheme de comandă a motorului de curent continuu.....	117
6.5.3. Sistemul de comandă a unui motor de curent continuu.....	119
7. Mașini electrice speciale.....	121
7.1. Mașina sin-cos.....	121
7.1.1. Noțiuni generale.....	121
7.1.2. Principiul de funcționare.....	121
7.2. Tahogeneratorul.....	123
7.2.1. Noțiuni generale.....	123
7.2.2. Tahogeneratorul de curent continuu.....	123
7.2.3. Tahogeneratorul de curent alternativ sincron.....	126
7.2.4. Tahogeneratorul de curent alternativ asincron.....	126
7.2.5. Tahogeneratorul ca element de diferențiere și de integrare.....	128
7.3. Selsine.....	130
7.3.1. Noțiuni generale.....	130
7.3.2. Elemente constructive ale selsinelor.....	132
7.3.3. Principiul de funcționare a selsinelor în regim de indicator....	134
7.3.4. Principiul de funcționare a sistemului selsin diferențial.....	140
7.3.5. Principiul de funcționare a selsinului transformator.....	141
7.3.6. Caracteristicile și erorile selsinelor.....	144
7.4. Inductosinul și magnesinul.....	145
7.4.1. Inductosinul.....	145
7.4.2. Magnesinul.....	146
7.5. Mașini electrice de curent continuu amplificatoare.....	146
7.5.1. Amplidina.....	147
7.6. Motorul pas cu pas.....	149
7.6.1. Noțiuni generale.....	149
7.6.2. Principiul de funcționare.....	149
7.6.3. Mărimi caracteristice ale motorului pas cu pas.....	153
7.6.4. Sistemul de comandă a motorului pas cu pas.....	155
7.7. Convertizorul asincron de frecvență.....	158
Bibliografie.....	161

P R E F A Ț Ă

Printre cei care au contribuit la descoperirea principiului de funcționare a mașinilor electrice se numără savanți de renume ca englezul Michael Faraday, francezul Andre Marie Ampere, olandezul Christian Oersted.

În 1819 Oersted a descoperit acțiunea curentului electric asupra acului magnetic, iar Ampere, pornind de la experiența lui Oersted, a elaborat teoria electromagnetismului și a forțelor electrodinamice, descoperind astfel principiul funcționării motoarelor electrice.

Faraday a fost cel care a descoperit fenomenul inducției electromagnetice și care în 1831, a realizat primul generator electric. Acest prim generator electric era format dintr-un disc de cupru care se rotea între polii unui magnet permanent. Axa și marginea discului erau legate de un galvanometru, care indica prezența curentului electric când discul se rotea. Faraday a construit ulterior atât mașini de curent continuu cât și mașini de curent alternativ, care au constituit însă obiecte de cercetare.

Construcția de mașini electrice de toate categoriile a căpătat o dezvoltare vertiginoasă, existând la ora actuală o multitudine de tipuri, ce se deosebesc între ele prin particularitățile constructive și funcționale.

Acest curs de “Mașini electrice”, se adresează studenților de la Academia Forțelor Aeriene “Henri Coandă”, precum și celor care vor să înțeleagă: modul de funcționare și caracteristicile transformatoarelor electrice și amplificatoarelor magnetice, motoarelor electrice de curent alternativ și de curent continuu, generatoarelor electrice de curent alternativ și de curent continuu, traductoarelor electrice de poziție, motoarelor pas cu pas.

Pentru o înțelegere logică a fenomenelor care stau la baza funcționării mașinilor electrice, ordinea capitolelor din acest curs este următoarea: circuite magnetice, transformatoare electrice, amplificatoare magnetice, mașini electrice de curent alternativ, mașini electrice de curent continuu, mașini electrice speciale (mașina sin-cos, tahogeneratorul, amplidina, motorul pas cu pas, selsinul, convertizorul de frecvență etc.). În ultimul capitol al lucrării, Mașini electrice speciale, sunt prezentate o serie de mașini care intră în componența tehnicii militare. S-a insistat în special asupra traductoarelor de poziție, cele mai importante fiind selsinele, tahogeneratoarele și motorul pas cu pas.

Au fost tratate construcția, ecuațiile, caracteristicile tehnice, regimurile de funcționare și o serie de încercări experimentale ale transformatoarelor electrice, amplificatoarelor magnetice și mașinilor electrice de curent continuu și curent alternativ.

1. CIRCUITE MAGNETICE

1.1. NOȚIUNI GENERALE

Circuitul magnetic este un sistem de corpuri feromagnetice despărțite prin întrefieruri (aer), care permite închiderea liniilor de câmp magnetic (fig. 1.1). Conform teoremelor refracțiilor liniilor de câmp magnetic, acestea sunt practic tangențiale pe fața interioară a suprafețelor corpurilor feromagnetice și perpendiculare pe aceste suprafețe la ieșirea din ele. Deoarece componentele tangențiale ale intensității câmpului magnetic se conservă la suprafața corpurilor, componenta tangențială a inducției magnetice din corpul feromagnetic, $\mathbf{B}_t = \mu \mathbf{H}_t$, este mult mai mare ca în exterior ($\mu \gg \mu_0$) și se poate considera că liniile de câmp magnetic sunt conduse prin corpuri feromagnetice cum este condus curentul electric prin conductoare.

Majoritatea liniilor de câmp magnetic se închid prin fier și întrefier, adică prin porțiunile utile ale circuitului magnetic și crează fluxul magnetic fascicular util. Liniile de câmp care se închid parțial prin aer și parțial prin circuitul magnetic se numesc linii de dispersie, iar fluxul creat de ele se numește flux de dispersie. Câmpul magnetic dintr-un circuit magnetic poate fi produs de magneți permanenți sau de bobine de excitație (curentul electric care străbate bobina de excitație poate fi curent continuu sau curent alternativ). Porțiunea unui circuit magnetic pe care se află dispusă o înfășurare se numește miez sau coloană, iar porțiunea fără înfășurare se numește jug.

Există o mare varietate de circuite magnetice. Dacă permeabilitatea mediului este independentă de inducția magnetică circuitul este liniar, iar în caz contrar circuitul magnetic este neliniar. Circuitul magnetic este omogen dacă este realizat din medii cu aceeași permeabilitate magnetică și este neomogen dacă este realizat din medii cu permeabilități diferite. Din punct de vedere a configurației geometrice există circuite magnetice ramificate și respectiv, circuite magnetice neramificate.

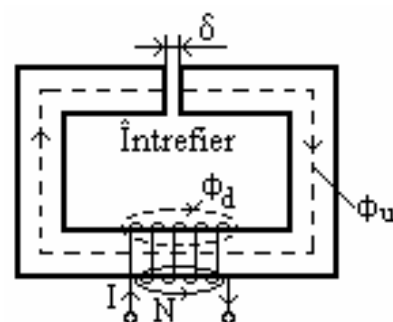


Fig. 1.1 Circuit magnetic cu întrefier

1.2. LEGEA FLUXULUI MAGNETIC

Se consideră o suprafață deschisă S_Γ delimitată de o curbă Γ și situată într-un câmp magnetic. Fluxul magnetic ϕ_{S_Γ} prin suprafața considerată, se definește prin integrala de suprafață a vectorului inducție magnetică $\bar{\mathbf{B}}$:

$$\phi_{S_\Gamma} = \iint_{S_\Gamma} \bar{\mathbf{B}} d\bar{\mathbf{S}} = \iint_{S_\Gamma} B dS \cos \alpha \quad (1.1)$$

Fluxul magnetic este o mărime scalară, în funcție de unghiul α dintre vectorii \vec{B} și $d\vec{S}$ putând avea valori pozitive sau negative. Dacă liniile de câmp sunt normale la suprafață ($\alpha = 0$) și dacă vectorul \vec{B} are aceeași valoare prin orice punct al suprafeței considerate, atunci:

$$\phi_{S_\Gamma} = B \cdot S_\Gamma \quad (1.2)$$

Unitatea de măsură a fluxului magnetic este Weberul [W].

Legea fluxului magnetic a fost stabilită experimental și se enunță astfel: fluxul magnetic prin orice suprafață închisă Σ este întotdeauna nul, oricare ar fi natura și starea de mișcare a mediilor prin care trece suprafața Σ și oricare ar fi variația în timp a inducției magnetice:

$$\phi_\Sigma = \iint_{\Sigma} \vec{B} d\vec{S} = 0 \quad (1.3)$$

Relația (1.3) reprezintă forma integrală a legii fluxului magnetic. Forma locală a legii fluxului magnetic se obține aplicând teorema lui Gauss-Ostrogradski în relația (1.3):

$$\iint_{\Sigma} \vec{B} d\vec{S} = \iiint_{V_\Sigma} \text{div } \vec{B} dV = 0 \Rightarrow \text{div } \vec{B} = 0 \quad (1.4)$$

În orice punct din câmpul magnetic divergența vectorului inducție magnetică este nulă. Rezultă că liniile câmpului magnetic sunt linii închise, câmpul magnetic având un caracter solenoidal.

1.3. LEGEA CIRCUITULUI MAGNETIC. TEOREMA LUI AMPÈRE

Legea circuitului magnetic exprimă legătura dintre intensitatea câmpului magnetic și curențiicare produc acest câmp.

Solenația printr-o suprafață deschisă mărginită de conturul Γ se definește ca fiind suma algebrică a intensităților curenților din conductoarele care trec prin suprafața respectivă:

$$\theta_{S_\Gamma} = \sum_{k=1}^n i_k \quad (1.5)$$

În această sumă sunt pozitivi curenții care au sensul normalei \vec{n} , iar cei care au sensul opus normalei \vec{n} intră în sumă cu semnul minus (sensul normalei \vec{n} se asociază cu sensul de parcurgere a conturului curbei Γ după regula burghiului drept). În cazul general, solenația se calculează cu relația:

$$\theta_{S_\Gamma} = \iint_{S_\Gamma} \vec{J} d\vec{S} \quad (1.6)$$

Legea circuitului magnetic s-a stabilit experimental și în formă integrală se enunță astfel: în orice moment, t.m.m. \mathbf{u}_{mm_Γ} , de-a lungul oricărei curbe închise Γ este egală cu suma dintre solenația θ_{S_Γ} prin orice suprafață deschisă mărginită de curba Γ și viteza de variație a fluxului electric ψ_{S_Γ} care străbate o suprafață deschisă S_Γ mărginită de acest contur:

$$\mathbf{u}_{\text{mm}\Gamma} = \theta_{S_\Gamma} + \frac{d\psi_{S_\Gamma}}{dt} \quad (1.7)$$

Ținând cont de relațiile de definiție pentru mărimile care intervin în această lege se obține:

$$\oint_{\Gamma} \bar{\mathbf{H}} d\bar{\mathbf{l}} = \iint_{S_\Gamma} \bar{\mathbf{J}} d\bar{\mathbf{S}} + \frac{d}{dt} \iint_{S_\Gamma} \bar{\mathbf{D}} d\bar{\mathbf{S}} \quad (1.8)$$

Pentru cazul corpurilor în mișcare curba Γ și S_Γ trebuie considerate în mișcare odată cu corpurile. Astfel, derivata în raport cu timpul a fluxului electric, care intervine în această relație, referindu-se la o suprafață mobilă, trebuie interpretată ca o derivată substanțială. Dacă se notează cu $\bar{\mathbf{v}}$ viteza corpurilor în raport cu sistemul de referință considerat, se obține forma integrală dezvoltată a legii circuitului magnetic pentru corpuri în mișcare:

$$\oint_{\Gamma} \bar{\mathbf{H}} d\bar{\mathbf{l}} = \iint_{S_\Gamma} \bar{\mathbf{J}} d\bar{\mathbf{S}} + \iint_{S_\Gamma} \left[\frac{\partial \bar{\mathbf{D}}}{\partial t} + \text{rot}(\bar{\mathbf{D}} \times \bar{\mathbf{v}}) + \bar{\mathbf{v}} \text{div} \bar{\mathbf{D}} \right] d\bar{\mathbf{S}} \quad (1.9)$$

Forma locală se obține din forma integrală prin transformarea integralei de linie din membrul stâng în integrală de suprafață (teorema lui Stokes):

$$\oint_{\Gamma} \bar{\mathbf{H}} d\bar{\mathbf{l}} = \iint_{S_\Gamma} \text{rot} \bar{\mathbf{H}} d\bar{\mathbf{S}} = \iint_{S_\Gamma} \left[\bar{\mathbf{J}} + \frac{\partial \bar{\mathbf{D}}}{\partial t} + \text{rot}(\bar{\mathbf{D}} \times \bar{\mathbf{v}}) + \bar{\mathbf{v}} \text{div} \bar{\mathbf{D}} \right] d\bar{\mathbf{S}} \quad (1.10)$$

de unde rezultă:

$$\text{rot} \bar{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{J}} + \frac{\partial \bar{\mathbf{D}}}{\partial t} + \text{rot}(\bar{\mathbf{D}} \times \bar{\mathbf{v}}) + \rho_v \cdot \bar{\mathbf{v}}; \quad \text{div} \bar{\mathbf{D}} = \rho_v \quad (1.11)$$

Seminificația termenilor din relația (1.11) este următoarea: $\bar{\mathbf{J}}$ reprezintă densitatea curentului de conducție; $\bar{\mathbf{J}}_C = \rho_v \cdot \bar{\mathbf{v}}$ - densitatea curentului de convecție; $\bar{\mathbf{J}}_R = \text{rot}(\bar{\mathbf{D}} \times \bar{\mathbf{v}})$ - densitatea curentului Roentgen; $\bar{\mathbf{J}}_D = \partial \bar{\mathbf{D}} / \partial t$ - densitatea curentului de deplasare. Din punct de vedere practic, termenii $\bar{\mathbf{J}}_C$ și $\bar{\mathbf{J}}_R$ nu prezintă interes, putând fi neglijați în raport cu ceilalți. De altfel, în cazul mașinilor electrice, care reprezintă un domeniu important de aplicație a legilor fenomenelor electromagnetice pentru corpuri în mișcare, se pot neglija și curenții de deplasare, câmpul magnetic fiind stabilit practic numai de curenții de conducție.

Pentru corpurile aflate în stare de repaus, deoarece variația fluxului electric se datorează numai variației locale a inducției electrice, forma integrală a legii circuitului magnetic devine:

$$\oint_{\Gamma} \bar{\mathbf{H}} d\bar{\mathbf{l}} = \iint_{S_\Gamma} \bar{\mathbf{J}} d\bar{\mathbf{S}} + \iint_{S_\Gamma} \frac{\partial \bar{\mathbf{D}}}{\partial t} d\bar{\mathbf{S}} \quad (1.12)$$

Forma locală a legii circuitului magnetic pentru medii în repaus se obține aplicând teorema lui Stokes în relația (1.12), rezultând în final:

$$\text{rot} \bar{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{J}} + \frac{\partial \bar{\mathbf{D}}}{\partial t} \quad (1.13)$$

Deci în cazul general, într-un punct din mediu, se consideră că intervine atât densitatea curentului de conducție cât și densitatea curentului de deplasare. În practică se întâlnesc cazuri în care unul dintre acești termeni este neglijabil față de celălalt. Astfel, la dielectrici se consideră numai curentul de deplasare, în timp ce la conductoare se consideră numai curentul de conducție.

Din forma integrală a legii circuitului magnetic (rel. 1.10) rezultă cauzele care produc câmp magnetic: curenții electrici de conducție (starea electrocinetică a corpurilor); curenții de deplasare (variația în timp a câmpului electric); curenții de convecție (mișcarea corpurilor încărcate cu sarcini electrice); curenții Roentgen (mișcarea dielectricilor polarizați).

Prin particularizarea legii circuitului magnetic în cazul unui regim staționar ($d\psi_{S_r} / dt = 0$), se obține **teorema lui Ampère**:

$$\oint_{\Gamma} \bar{H} d\bar{l} = \iint_{S_r} \bar{J} d\bar{S} \quad (1.14)$$

Forma locală a teoremei lui Ampère este următoarea:

$$\text{rot } \bar{H} = \bar{J} \quad (1.15)$$

Forma integrală a legii circuitului magnetic permite să se calculeze în general doar tensiunea magnetomotoare de-a lungul unei curbe închise oarecare, iar în ceea ce privește forma locală, pentru diferite aplicații este util să se cunoască expresia unui vector în diferite sisteme de coordonate.

1.4. LEGEA INDUCȚIEI ELECTROMAGNETICE

Fenomenul de **inducție electromagnetice** constă în producerea unei tensiuni electromotoare (t.e.m.) într-un circuit sau în general în lungul unei curbe închise, datorită variației în timp a fluxului magnetic care prin orice suprafață deschisă mărginită de acea curbă. Sensul t.e.m. induse este astfel încât efectele ei se opun cauzei care a produs-o (regula lui Lenz).

Legea inducției electromagnetice s-a stabilit experimental și sub formă integrală se enunță astfel: t.e.m. produsă prin inducție electromagnetice, în lungul unei curbe închise Γ , este egală cu viteza de scădere a fluxului magnetic prin orice suprafață sprijinită pe acea curbă.

$$u_{e_r} = - \frac{d\phi_{S_r}}{dt} \quad (1.16)$$

Ținând cont de relațiile de definiție ale mărimilor care intervin în relația (1.16), se obține:

$$\oint_{\Gamma} \bar{E} d\bar{l} = - \frac{d}{dt} \iint_{S_r} \bar{B} d\bar{S} \quad (1.17)$$

Pentru aplicarea legii inducției electromagnetice trebuie să se țină seama de următoarele reguli:

- curba închisă Γ este luată, în general, în lungul conductoarelor electrice, însă poate fi dusă și prin izolanți sau vid;

- dacă mediul este în mișcare, curba Γ este atașată corpurilor în mișcare;
- sensul de integrare pe curba Γ (sensul lui $d\vec{l}$) și normala la suprafața S_Γ (sensul lui $d\vec{S}$) sunt asociate după regula burghiului drept;
- dacă conturul Γ este luat în lungul conductorului unei bobine cu N spire practic suprapuse, fluxul magnetic care intervine în calculul t.e.m. induse este fluxul magnetic printr-o suprafață care se sprijină pe întregul contur, adică fluxul prin toate spirele. Dacă se notează fluxul magnetic fascicular cu ϕ_f (fluxul printr-o singură spirală), în legea inducției electromagnetice intervine fluxul total $\phi = N \phi_f$:

$$u_{e_r} = -N \frac{d\phi_f}{dt} \quad (1.18)$$

- în regim staționar sau static, când fluxul magnetic nu variază în timp, t.e.m. indusă este nulă, deoarece derivata fluxului magnetic în raport cu timpul este egală cu zero, ceea ce înseamnă că teorema potențialului electrostatic este un caz particular al legii inducției electromagnetice:

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} d\vec{l} = 0 \quad (1.19)$$

- În cazul mediilor în mișcare cu viteza \vec{v} , dezvoltând membrul drept al relației (1.17) se obține:

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} d\vec{l} = - \iint_{S_r} \left[\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \vec{v} \operatorname{div} \vec{B} + \operatorname{rot}(\vec{B} \times \vec{v}) \right] d\vec{S} \quad (1.20)$$

- Deoarece, $\operatorname{div} \vec{B} = 0$ (din legea fluxului magnetic) și aplicând teorema lui Stokes în membrul stâng al relației (1.20), se obține:

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} d\vec{l} = - \iint_{S_r} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{S} + \oint_{\Gamma} (\vec{v} \times \vec{B}) d\vec{l} \quad (1.21)$$

- Relația (1.21) arată că tensiunea electromotoare are două surse: variația inducției magnetice în timp (t.e.m. de transformare, care apare la transformatoarele electrice) și mișcarea (t.e.m. de mișcare, care apare în mașinile electrice). Forma locală a legii inducției electromagnetice se obține aplicând teorema lui Stokes în membrul stâng al relației (1.21):

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} + \operatorname{rot}(\vec{v} \times \vec{B}) \quad (1.22)$$

- În cazul mediilor aflate în stare de repaus, forma integrală a legii devine:

$$\oint_{\Gamma} \vec{E} d\vec{l} = - \iint_{S_r} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} d\vec{S} \quad (1.23)$$

- rezultând forma locală:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1.24)$$

- Câmpurile electrice induse prin inducție electromagnetică (câmpurile solenoidale) au circulația diferită de zero ($\operatorname{rot} \vec{E} \neq 0$), și sunt câmpuri rotaționale,

cu linii de câmp închise. Legile circuitului magnetic și respectiv, inducției electromagnetice arată interdependența dintre câmpul electric și câmpul magnetic în regim nestaționar.

O aplicație a legii inducției electromagnetice o reprezintă **curenții turbionari**. Conform legii inducției electromagnetice, în spațiul în care fluxul magnetic este variabil, apare un câmp electric ale cărui linii de câmp sunt închise și se află în plane perpendiculare pe direcția fluxului magnetic. Dacă spațiul în care fluxul magnetic variază se află în corpuri electroconductoare (oțel, cupru etc.), atunci câmpul magnetic variabil creează în aceste conductoare curenți induși, numiți curenți turbionari.

De exemplu, la trecerea curentului alternativ printr-o bobină cu miez de fier masiv, în miez se vor induce tensiuni electromotoare, care vor da naștere unor curenți turbionari, ce se închid în plane perpendiculare pe vectorul inducție magnetică.

Curenții turbionari care apar într-un miez feromagnetic, provoacă încălzirea miezului prin efect Joule-Lenz, micșorând randamentul instalației electrice și de asemenea, potrivit regulii lui Lenz, exercită o acțiune de demagnetizare la creșterea fluxului magnetic. Pentru reducerea pierderilor, miezurile se fabrică din tole izolate între ele, micșorându-se astfel secțiunea circuitului și valoarea curenților turbionari.

O altă aplicație a legii inducției electromagnetice o reprezintă realizarea mașinilor electrice atât de curent continuu cât și de curent alternativ. Practic, principiul de funcționare a tuturor generatoarelor electrice se bazează pe fenomenul inducției electromagnetice.

1.5. RELUCTANȚA MAGNETICĂ

Se consideră o porțiune dintr-un tub de câmp magnetic, suficient de subțire, pentru a putea considera fluxul magnetic uniform în secțiune (fig. 1.2). În porțiunea respectivă mediul magnetic se consideră omogen și izotrop de permeabilitate magnetică μ . Curba Γ corespunde unei linii a câmpului magnetic iar ΔS reprezintă a secțiune prin tubul de câmp magnetic. Ținând cont de condițiile considerate vectorii $d\vec{l}$, $d\vec{S}$, \vec{B} și \vec{H} sunt coliniari.

Tensiunea magnetică de-a lungul curbei Γ (axa tubului), între secțiunile tubului **A** și **B** este dată de relația:

$$u_{mAB} = \int_{A(\Gamma)}^B \vec{H} d\vec{l} = \int_{A(\Gamma)}^B H dl = \int_{A(\Gamma)}^B \frac{B \cdot S}{\mu \cdot S} dl = \int_{A(\Gamma)}^B \frac{\phi_f}{\mu \cdot S} dl \quad (1.25)$$

Deoarece tubul de flux magnetic ϕ_f se conservă de-a lungul unui tub de câmp magnetic (consecință a legii fluxului magnetic), rezultă pentru tensiunea magnetică dintre punctele **A** și **B** relația:

$$u_{mAB} = \phi_f \int_{A(\Gamma)}^B \frac{dl}{\mu S} \quad (1.26)$$

Reluctanța magnetică corespunzătoare tubului de flux considerat se definește ca fiind mărimea pozitivă a raportului dintre tensiunea magnetică și fluxul magnetic fascicular:

$$R_m = \frac{u_{mAB}}{\phi_f} = \int_{A(\Gamma)}^B \frac{dl}{\mu S} \quad (1.27)$$

Reluctanța magnetică depinde de natura materialului și de caracteristicile circuitului magnetic, fiind o mărime analoagă rezistenței electrice. Pentru o porțiune omogenă de circuit ($S = \text{const.}$, $\mu = \text{const.}$) reluctanța magnetică va fi:

$$R_m = \frac{l}{\mu S} \quad (1.28)$$

unde l reprezintă lungimea medie a unei linii de câmp magnetic.

Permeanța magnetică Λ_m este inversa reluctanței magnetice și este analoagă conductanței electrice:

$$\Lambda_m = \frac{1}{R_m} = \frac{\phi_f}{u_m} \quad (1.29)$$

Relația (1.26) se poate scrie și sub forma:

$$u_m = \phi_f \cdot R_m \quad (1.30)$$

care reprezintă “**legea lui Ohm**” pentru circuite magnetice, fiind analoagă legii lui Ohm pentru circuite electrice.

1.6. TEOREMELE LUI KIRCHHOFF PENTRU CIRCUITE MAGNETICE

Teorema întâi a lui Kirchhoff pentru circuite magnetice

Se consideră un nod N al unui circuit magnetic și o suprafață Σ închisă, care înconjoară acest nod (fig. 1.3). Se aplică suprafeței considerate legea fluxului magnetic, neglijând fluxul de disperse.

Se obține:

$$\iint_{\Sigma} \vec{B} d\vec{S} = \iint_{S_1} \vec{B}_1 d\vec{S} + \iint_{S_2} \vec{B}_2 d\vec{S} + \iint_{S_3} \vec{B}_3 d\vec{S} + \iint_{S_4} \vec{B}_4 d\vec{S} \quad (1.31)$$

sau:

$$\phi_{f1} - \phi_{f2} - \phi_{f3} + \phi_{f4} = 0 \quad (1.32)$$

Generalizând relația (1.32) pentru un nod oarecare N , rezultă:

$$\sum_{k \in N} \phi_{fk} = 0 \quad (1.33)$$

Suma algebrică a fluxurilor magnetice care străbat secțiunile laturilor unui circuit magnetic ce converg într-un nod al acestuia este nulă.

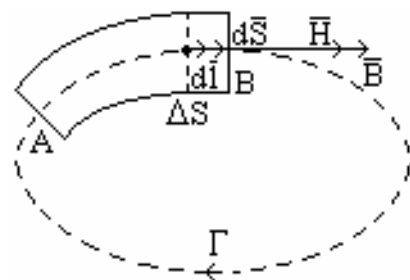


Fig. 1.2 Tub de flux magnetic

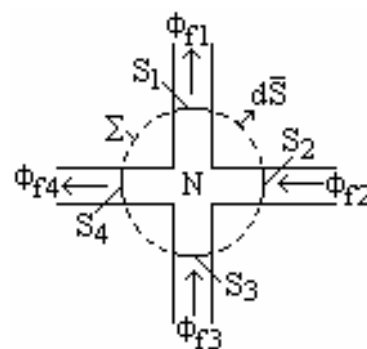


Fig. 1.3 Nod de circuit magnetic

Teorema a doua a lui Kirchhoff pentru circuite magnetice

Se consideră un ochi de circuit magnetic și un sens arbitrar de referință corespunzător sensului de integrare a lui \vec{H} (fig. 1.4). Se aplică legea circuitului magnetic curbei Γ (linia mediană a circuitului) pentru un regim staționar:

$$\theta_{S_r} = \oint_{\Gamma} \vec{H} d\vec{l} = \sum_{k \in O_j} u_{mk} \Rightarrow \sum_{k \in O_j} \theta_k = \sum_{k \in O_j} R_{mk} \phi_{fk} \quad (1.34)$$

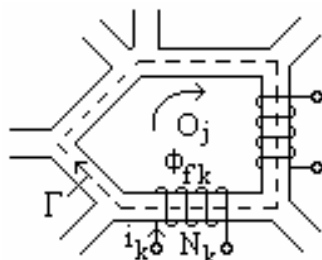


Fig. 1.4 Ochi de circuit magnetic

Suma algebrică a solenațiilor care înlanțuie laturile unui ochi de circuit magnetic este egală cu suma algebrică a căderilor de tensiune magnetică pe laturile circuitului considerat.

Solenațiile și fluxurile magnetice care au același sens cu sensul de integrare prin latură se iau cu semnul plus, iar celelalte cu semnul minus.

Din analiza teoremelor lui Kirchhoff pentru rețele electrice și pentru rețele magnetice rezultă posibilitatea rezolvării circuitelor magnetice cu ajutorul teoremelor lui Kirchhoff. Pentru simplificare, se poate figura schema electrică echivalentă a schemei magnetice, în care sursele de t.e.m. sunt înlocuite cu solenațiile corespunzătoare, curenții electrici – prin fluxurile magnetice fasciculare din laturi, iar rezistențele laturilor – prin reluctanțele laturilor.

1.7. GRUPAREA RELUCTANȚELOR MAGNETICE

Reluctanța magnetică R_m echivalentă a unei porțiuni de circuit magnetic cu două borne de acces și fără solenații pe laturi, este egală cu raportul dintre tensiunea magnetică aplicată între cele două borne și fluxul magnetic fascicular care intră prin prima bornă și iese prin borna a doua:

$$R_{me} = \frac{u_m}{\phi_f} \quad (1.35)$$

Gruparea în serie a reluctanțelor magnetice

Dacă se aplică teorema a doua a lui Kirchhoff pentru circuite magnetice circuitului magnetic din figura 1.5 a, se obține:

$$u_m = \sum_{k=1}^5 u_{mk} = \sum_{k=1}^5 R_{mk} \phi_{fk} = \phi_f \sum_{k=1}^5 R_{mk} = \phi_f R_{mes} \Rightarrow \quad (1.36)$$

$$R_{mes} = \sum_{k=1}^5 R_{mk} \quad (1.37)$$

deoarece se neglijează fluxurile magnetice de dispersie și astfel, fluxul magnetic este același prin toate laturile. Generalizând relația (1.37) rezultă că reluctanța magnetică echivalentă a n laturi conectate în serie este egală cu suma reluctanțelor laturilor:

$$R_{mes} = \sum_{k=1}^n R_{mk} \quad (1.38)$$

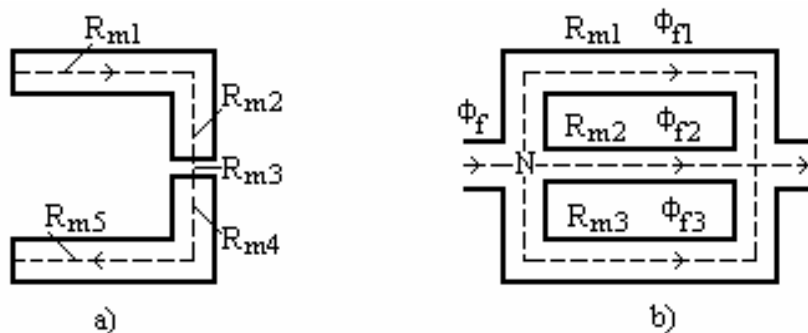


Fig. 1.5 Gruparea reluctanțelor magnetice: a) – în serie; b) – în paralel

Gruparea în paralel a reluctanțelor magnetice

Aplicând prima teoremă a lui Kirchhoff pentru circuite magnetice nodului N din figura 1.5 b) se obține:

$$\phi_f = \sum_{k \in N} \phi_{fk} = \sum_{k \in N} \frac{u_m}{R_{mk}} = u_m \sum_{k \in N} \frac{1}{R_{mk}} = \frac{u_m}{R_{mep}} \Rightarrow \quad (1.39)$$

$$\frac{1}{R_{mep}} = \sum_{k \in N} \frac{1}{R_{mk}}; \quad \Lambda_{mep} = \sum_{k \in N} \Lambda_{mk} \quad (1.40)$$

Din relația (1.40) rezultă că inversa reluctanței magnetice echivalente a n laturi fără bobine, conectate în paralel, este egală cu suma inverselor reluctanțelor laturilor sau, permeanța echivalentă a n laturi conectate în paralel este egală cu suma permeanțelor laturilor.

1.8. CALCULUL CIRCUITELOR MAGNETICE

Dacă se presupun cunoscute proprietățile de material (curbele de magnetizare), geometria și dimensiunile circuitelor magnetice, problema de calcul a circuitelor magnetice poate fi pusă sub următoarele forme:

- Să se determine solenația necesară pentru ca într-o secțiune a circuitului magnetic să rezulte un anumit flux, respectiv inducție magnetică (problema directă).
- Să se determine fluxul magnetic, respectiv inducția magnetică într-o secțiune a circuitului magnetic sau în diferitele laturi ale acestuia, atunci când se cunosc solenațiile (problema inversă).

În cazul **circuitelor magnetice liniare**, reluctanțele diferitelor laturi fiind constante, este avantajos să se efectueze calculul pe baza schemelor electrice echivalente ale acestora. În general, structurile circuitelor magnetice care intervin în practică nu sunt prea complexe, fiind de obicei suficient să se aplice teoremele lui Kirchhoff.

Circuite magnetice neliniare. Se consideră un circuit magnetic neramificat constituit dintr-o succesiune de medii feromagnetice și un întrefier. Se presupune circuitul magnetic împărțit în n porțiuni, fiecare de secțiune practic constantă,

astfel încât inducția magnetică să se poată considera aceeași în lungul ei. Aplicând legea circuitului magnetic pentru o linie mijlocie de câmp în lungul circuitului, rezultă solenația θ :

$$\theta = \sum H_k l_k = H_\delta \delta + \sum_{k=1}^n H_{fk} l_{fk} \quad (1.41)$$

unde: H_δ este intensitatea câmpului magnetic în întrefier; H_{fk} - intensitatea câmpului magnetic în porțiunea k din fier; δ - lungimea întrefierului; l_{fk} - lungimea porțiunii k de fier.

Dacă dispersia este neglijabilă (întrefier mic), în conformitate cu legea fluxului magnetic, în diferite secțiuni ale circuitului magnetic fluxul magnetic este constant ($\phi_\delta = \phi_{f1} = \phi_{f2} = \dots = \phi_{fn} = \phi_f$). În situația în care nu se poate neglija dispersia în întrefier, se va ține cont de acest lucru printr-un factor subunitar, k_d , numit coeficient de dispersie, iar fluxul magnetic în întrefier va fi:

$$\phi_\delta = k_d \phi_f, \quad k_d < 1 \quad (1.42)$$

Cunoscând fluxurile magnetice fasciculare se determină inducțiile magnetice în diferite porțiuni ale circuitului magnetic ($B_\delta = \phi_\delta / S_\delta$, $B_{fk} = \phi_{fk} / S_{fk}$). Pentru întrefier intensitatea câmpului magnetic rezultă din relația, $H_\delta = B_\delta / \mu_0$, iar pentru diferite porțiuni în fier, intensitatea câmpului magnetic rezultă din curba de magnetizare pentru inducțiile corespunzătoare. Cunoscând solenația, $\theta = i N$ și alegând numărul de spire rezultă curentul necesar și invers.

Pentru calculul circuitului magnetic se poate considera și expresia solenației în funcție de reluctanță, $\theta = R_m \phi$, care pentru circuitul considerat se poate scrie sub forma:

$$\theta = \phi \left[\frac{\delta}{\mu_0 S_\delta} + \sum_{k=1}^n \frac{l_{fk}}{\mu_{fk} S_{fk}} \right] = \frac{\phi}{\mu_0 S_\delta} \left[\delta + \sum_{k=1}^n \frac{\mu_0 S_\delta l_{fk}}{\mu_{fk} S_{fk}} \right] = \frac{\delta' \phi}{\mu_0 S_\delta} \quad (1.43)$$

unde: μ_{fk} se determină din curba de magnetizare pentru inducția magnetică corespunzătoare porțiunii k , iar δ' reprezintă întrefierul echivalent al întregului circuit magnetic:

$$\delta' = \delta + \sum_{k=1}^n \frac{\mu_0 S_\delta l_{fk}}{\mu_{fk} S_{fk}} \quad (1.44)$$

În cazul circuitelor magnetice este important să se releve valoarea relativ ridicată a căderii de tensiune magnetică corespunzătoare unui întrefier.

Pentru circuitul magnetic considerat problema inversă se poate rezolva determinând caracteristica magnetică $\phi = \phi(\theta)$. În acest sens se alege o anumită inducție magnetică, respectiv flux magnetic (de exemplu - în întrefier) și se determină prin metoda prezentată anterior solenația necesară.

Repetând calculele pentru mai multe valori ale inducției magnetice se obțin solenațiile corespunzătoare și astfel se ridică prin puncte caracteristica magnetică a circuitului $\phi_\delta = f(\theta)$, respectiv $B_\delta = f(\theta)$. Din această caracteristică se poate determina, pentru o anumită solenație dată, fluxul magnetic, respectiv, inducția magnetică corespunzătoare.

2. TRANSFORMATORUL ELECTRIC

2.1. NOȚIUNI GENERALE

Transformatoarele electrice sunt aparate electromagnetice statice de curent alternativ cu două sau mai multe înfășurări cuplate magnetic, care transformă parametrii energiei electromagnetice (în general tensiunea și intensitatea curentului). În anumite cazuri, acestea pot schimba și numărul de faze sau frecvența.

Funcționarea transformatorului electric se bazează pe legea inducției electromagnetice. Deși nu este o mașină electrică propriu-zisă, transformatorul electric poate fi considerat o mașină electrică statică, deoarece multe din fenomenele care au loc la funcționarea sa sunt comune cu fenomenele care au loc la funcționarea mașinilor electrice.

Transformatoarele electrice sunt utilizate în sistemele de transport și distribuție a energiei electromagnetice (transformatoarele de putere), la măsurări electrice (transformatoarele de măsură), în automatizări etc.

Clasificarea transformatoarelor electrice se poate face după mai multe criterii:

- după numărul de faze transformatoarele pot fi: monofazate sau polifazate;
- după raportul de transformare transformatoarele ridicătoare de tensiune sau coborâtoare de tensiune;
- după frecvența tensiunii de alimentare transformatoarele pot fi: de joasă frecvență (cu circuit magnetic din tole de oțel electrotehnic) și de înaltă frecvență (cu circuit magnetic din ferite, care au pierderi mici prin histerezis magnetic și prin curenți turbionari);
- după domeniul de utilizare transformatoarele se clasifică în: transformatoare de putere (forță) utilizate în rețelele electrice, autotransformatoare, transformatoare de măsură, transformatoare speciale (de sudură, multiplicatoare de frecvență etc.).

Regimul de funcționare pentru care este destinat transformatorul electric și care nu depășește limitele admisibile de încălzire ale elementelor sale, în condiții normale de funcționare, se numește regim nominal de funcționare. Acest regim de funcționare este precizat prin ansamblul valorilor numerice nominale ale mărimilor electrice și mecanice înscrise pe plăcuța indicatoare a transformatorului.

Un transformator monofazat cu două înfășurări (fig. 2.1) este constituit dintr-un miez feromagnetic, realizat din tole de oțel electrotehnic, pe care sunt așezate cele două înfășurări. Înfășurarea care primește energie electromagnetică se numește **înfășurare primară** (primarul transformatorului), iar înfășurarea care cedează energie electromagnetică se numește **înfășurare secundară** (secundarul transformatorului). În studiul transformatorului, toate mărimile care se referă la primarul transformatorului (mărimi primare) poartă indicile **1**, iar cele care se

referă la secundarul transformatorului (mărimi secundare) poartă indicile **2**. Asocierea sensurilor tensiunilor și curenților se face la primar cu convenția de la receptoare, iar la secundar, cu cea de la generatoare.

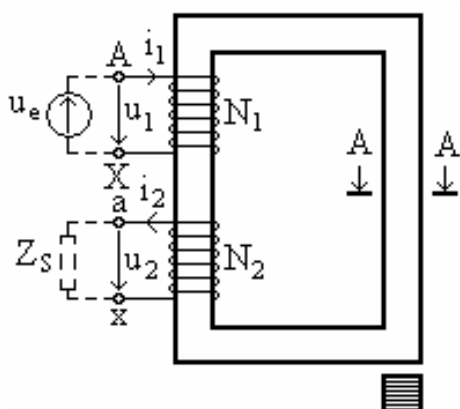


Fig. 2.1 Transformatorul monofazat cu două înfășurări

Capetele înfășurărilor și bornele la care se leagă acestea se notează astfel: începuturile cu litere de la începutul alfabetului (**A, B, C**, sau **a, b, c**), sfârșiturile cu litere de la sfârșitul alfabetului (**X, Y, Z**, sau **x, y, z**), literele mari corespunzând înfășurărilor de înaltă tensiune (**IT**), iar cele mici, înfășurărilor de joasă tensiune (**JT**).

Mărimile nominale înscrise de uzina constructoare pe plăcuța indicatoare a transformatorului sunt: puterea nominală definită ca puterea aparentă la bornele primare în regimul nominal, tensiunile nominale de linie,

curenții nominali de linie, frecvența nominală, numărul de faze, schema și grupa de conexiuni, tensiunea nominală de scurtcircuit în unități relative, curentul de mers în gol la tensiunea nominală, pierderile la scurtcircuit la curent nominal, regimul de funcționare (continuu sau intermitent), felul răcirii (în aer sau ulei). Aceste mărimi sunt definite în STAS 1703-67, iar valorile mărimilor nominale pentru transformatoarele de putere trifazate în ulei sunt date în STAS 440-62.

Deși sunt multe forme constructive ale transformatoarelor electrice, fenomenele esențiale care se produc la funcționarea lor și metodele de studiere sunt comune. Din acest motiv se va studia în continuare transformatorul monofazat cu miez feromagnetic.

2.2. ELEMENTELE CONSTRUCTIVE ALE TRANSFORMATORULUI ELECTRIC

Un transformator electric are ca părți principale elemente active și elemente constructive. Elementele active sunt miezul feromagnetic și înfășurările. Acestea au rolul de a asigura transformarea parametrilor energiei electromagnetice. Elementele constructive sunt utilizate pentru protecția și solidarizarea elementelor active.

Miezul feromagnetic servește ca circuit magnetic de închidere a fluxului magnetic util (principal) și pentru mărirea cuplajului magnetic între înfășurări. Pentru transformatoarele care sunt utilizate la rețeaua industrială (**50Hz**), miezul feromagnetic este realizat din tole de oțel electrotehnic (oțel sărac în carbon aliat cu siliciu în proporție de **2-5%**), cu grosimi de **0.3, 0.35** sau **0.5mm**, izolate între ele cu hârtie, lacuri epoxidice, oxizi sau straturi ceramice. Alierea cu siliciu duce la creșterea rezistivității și la micșorarea câmpului magnetic coercitiv. Utilizarea tolelor pentru realizarea miezului feromagnetic duce la micșorarea pierderilor prin curenți turbionari (dependente direct proporțional de pătratul grosimii tolei și

invers proporțional de rezistivitatea materialului) și a pierderilor prin histerezis magnetic (datorită micșorării câmpului magnetic coercitiv).

Miezul transformatorului are două părți principale: coloanele și jugurile. Coloanele sunt porțiunile de miez pe care se așează înfășurările transformatorului, iar jugurile sunt porțiunile de miez care închid circuitul magnetic al coloanelor. Există două variante constructive de miezuri feromagnetice: cu coloane (fig. 2.2) și în manta (fig. 2.3). Cu linie întreruptă sunt indicate locurile unde se dispun înfășurările. Strângerea tolelor circuitului magnetic se realizează prin nituri (la transformatoarele de putere mică), sau prin buloane izolate față de tole (la transformatoarele de putere).

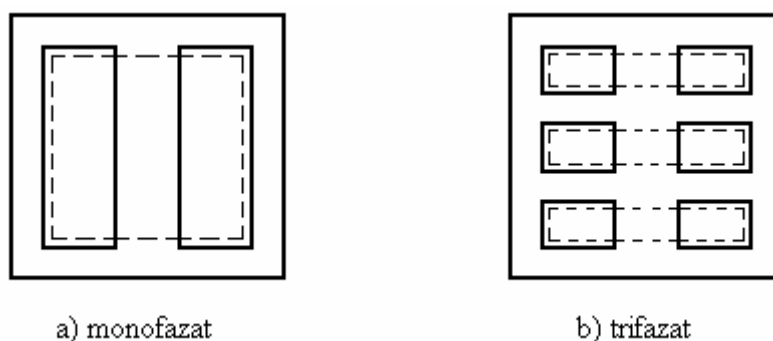


Fig. 2.2 Miez feromagnetic cu coloane

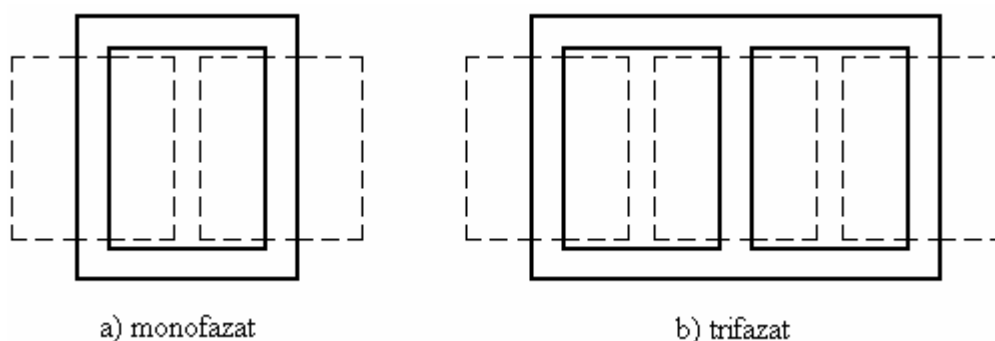


Fig. 2.3 Miez feromagnetic în manta

Înfășurările transformatorului sunt înfășurări solenoidale cu spire circulare (la puteri mari) sau dreptunghiulare (la puteri mici), executate din conductoare de cupru sau aluminiu, izolate cu email, hârtie de cablu sau bumbac. Secțiunea conductoarelor este rotundă la transformatoarele de putere mică și dreptunghiulară la cele de putere mare. Bobinarea se execută pe o carcasă din material izolant (la puteri mici), sau pe un cilindru izolant din pertinax sau carton electrotehnic la puteri mari. Înfășurările sunt izolate între ele și față de circuitul magnetic prin spații de aer sau straturi de materiale izolante.

Datorită pierderilor care apar la funcționarea unui transformator acesta se încălzește. Pentru ca înfășurările, respectiv miezul transformatorului să nu depășească anumite valori de temperatură fixate de standarde, la o anumită temperatură a mediului ambiant, se iau anumite măsuri pentru răcirea

transformatoarelor. La transformatoarele cu o putere mai mică de **5kVA**, răcirea se face prin circulația naturală a aerului (transformatoare uscate). Pentru transformatoarele cu puteri cuprinse între **5** și **20000kVA** răcirea se face prin circulația naturală a uleiului, iar pentru transformatoarele cu puteri mai mari de **20kVA** răcirea se face prin circulația forțată a uleiului sau răcirea forțată a uleiului prin suflarea cu aer a țevilor de răcire cu ajutorul ventilatoarelor.

În cazul răcirii prin circulația naturală a uleiului, elementele active, circuitul magnetic, înfășurările de joasă tensiune și de înaltă tensiune sunt introduse într-o cuvă din tablă de oțel care conține ulei mineral neutru și lipsit de umiditate și care are și rolul de izolanț. Datorită diferențelor de temperatură din interiorul cuvei, uleiul circulă printre elementele active ale transformatorului, se încălzește și cedează căldură pereților cuvei. Pentru a avea o suprafață cât mai mare de cedare a căldurii, pereții cuvei se execută din tablă ondulată sau au țevi de răcire pe părțile laterale. Pentru a permite dilatarea liberă a uleiului încălzit, cuva transformatorului se leagă cu un mic vas cilindric fixat pe capacul cuvei, având o capacitate de 5...8% din volumul cuvei și care se numește conservator de ulei. Pe capacul cuvei se află izolatoarele de trecere de înaltă și de joasă tensiune. Acestea sunt realizate din porțelan glazurat și permit stabilirea legăturii dintre înfășurările transformatorului și rețelele exterioare.

2.3. FUNCȚIONAREA TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

Transformatorul electric funcționează pe baza legii inducției electromagnetice, a inducției mutuale dintre două bobine (înfășurări) primară și secundară, cuplate magnetic.

Un transformator funcționează în sarcină (fig. 2.4) atunci când înfășurarea secundară este conectată la un consumator având impedanța Z_S , iar înfășurarea primară este alimentată cu tensiunea și frecvența nominale.

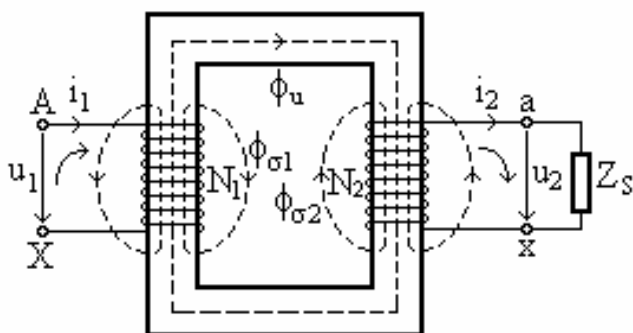


Fig. 2.4 Figură explicativă la funcționarea transformatorului electric

Alimentând înfășurarea primară cu o tensiune alternativă u_1 , prin aceasta va circula un curent alternativ i_1 . Dacă circuitul secundar este deschis (nu are conectată nicio impedanță de sarcină) curentul prin înfășurarea primară are o valoare redusă și se numește curent de mers în gol i_0 . Curentul de mers în gol i_0 produce un flux magnetic alternativ ϕ_u care se închide prin circuitul magnetic. Acest flux magnetic străbate suprafețele

spirelor celor două înfășurări și induce în acestea două tensiuni electromotoare u_{e1} și respectiv, u_{e2} . Valorile efective ale acestor tensiuni electromotoare sunt proporționale cu numărul de spire ale înfășurărilor respective. Tensiunea electromotoare u_{e1} este de sens contrar cu tensiunea aplicată u_1 și este aproximativ

egală cu aceasta. Dacă se conectează la bornele înfășurării secundare o impedanță de sarcină, prin această înfășurare va circula curentul alternativ i_2 . Curentul i_2 produce la rândul său un flux magnetic ϕ_2 , care conform regulii lui Lenz se opune fluxului magnetic produs de curentul din înfășurarea primară, tinzând să-l micșoreze. Valoarea fluxului ϕ_u trebuie însă să se mențină constantă pentru a se putea induce în înfășurarea primară tensiunea electromotoare u_{e1} , care trebuie să fie aproximativ egală ca valoare cu tensiunea de alimentare u_1 . De aceea, la funcționarea în sarcină, curentul prin înfășurarea primară, numit curent primar i_1 , va avea o valoare mai mare decât curentul de mers în gol i_0 . Curentul primar va produce fluxul magnetic ϕ_1 . Prin compunerea celor două fluxuri ϕ_1 și ϕ_2 rezultă fluxul magnetic principal sau util în miezul transformatorului ϕ_u , care are aceeași valoare ca și fluxul magnetic produs de curentul de mers în gol i_0 .

Rezultă că atunci când transformatorul funcționează în sarcină, înfășurarea primară absoarbe de la rețeaua de alimentare puterea $u_1 i_1$ și debitează, prin înfășurarea secundară, unei impedanțe de sarcină, puterea $u_2 i_2$.

2.4. ECUAȚIILE GENERALE DE FUNCȚIONARE

La funcționarea transformatorului apar și unele fenomene cum sunt: fluxurile de scăpări, căderile de tensiune activă, pierderile în fier și cupru etc. Curentul i_1 din înfășurarea primară produce fluxul magnetic ϕ_1 care se închide prin circuitul magnetic. O parte din liniile de câmp magnetic produse de curentul i_1 se închid în jurul înfășurării primare prin aer, formând fluxul magnetic de scăpări $\phi_{\sigma 1}$, care nu străbate suprafețele spirelor înfășurării secundare.

Fluxul magnetic ϕ_1 induce în înfășurarea primară tensiunea electromotoare u_{e1} și în înfășurarea secundară, tensiunea electromotoare u_{e2} . Deoarece la înfășurarea secundară este conectată impedanța de sarcină Z_s , tensiunea electromotoare u_{e2} produce prin circuitul format de înfășurarea secundară și impedanța de sarcină curentul secundar i_2 .

Curentul i_2 produce fluxul magnetic ϕ_2 care se închide prin miezul magnetic și respectiv, fluxul magnetic $\phi_{\sigma 2}$, care se închide prin aer și nu străbate suprafețele spirelor înfășurării primare.

Fluxurile magnetice ϕ_1 și ϕ_2 , care străbat același circuit magnetic, se compun rezultând fluxul ϕ_u , care este fluxul principal sau util.

În consecință, pentru a obține ecuațiile transformatorului trebuie să se țină cont de următoarele trei fluxuri magnetice:

- fluxul util ϕ_u , care străbate spirele ambelor înfășurări;
- fluxul de scăpări $\phi_{\sigma 1}$, care este proporțional cu i_1 și străbate numai spirele înfășurării primare;
- fluxul de scăpări $\phi_{\sigma 2}$, care este proporțional cu i_2 și străbate numai spirele înfășurării secundare.

Considerând fluxul util ϕ_u sinusoidal și luând ca origine de fază fluxul ϕ_u , valoarea instantanee a acestuia devine:

$$\phi_u = \phi_m \sin \omega t \quad (2.1)$$

Tensiunea electromotoare u_{e1} indusă în înfășurarea primară de fluxul magnetic ϕ_u , conform legii inducției electromagnetice, este dată de relația:

$$u_{e1} = -N_1 \frac{d\phi_u}{dt} \quad (2.2)$$

unde N_1 este numărul de spire al înfășurării primare.

Dacă se înlocuiește în relația (2.2) valoarea instantanee a fluxului ϕ_u , se obține:

$$u_{e1} = -N_1 \omega \phi_m \cos \omega t = N_1 \omega \phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.3)$$

Din relația (2.3) rezultă că tensiunea electromotoare u_{e1} este defazată în urma fluxului ϕ_u cu 90° .

Tensiunea electromotoare u_{e1} are valoarea efectivă:

$$U_{e1} = \frac{N_1 \omega \phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 N_1 \cdot f \cdot \phi_m \quad (2.4)$$

unde $\omega = 2\pi f$.

În înfășurarea secundară fluxul util ϕ_u va induce tensiunea electromotoare u_{e2} , dată de relația:

$$u_{e2} = -N_2 \omega \phi_m \cos \omega t = N_2 \omega \phi_m \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (2.5)$$

Tensiunea electromotoare u_{e2} este defazată în urma fluxului ϕ_u cu 90° și are valoarea efectivă:

$$U_{e2} = \frac{N_2 \omega \phi_m}{\sqrt{2}} = 4,44 N_2 \cdot f \cdot \phi_m \quad (2.6)$$

Fluxul de scăpări $\phi_{\sigma 1}$ induce în înfășurarea primară tensiunea electromotoare u_{es1} , care este dată de relația:

$$u_{es1} = -L_{s1} \frac{di_1}{dt} \quad (2.7)$$

unde L_{s1} este inductanța de scăpări a înfășurării primare.

Fluxul de scăpări $\phi_{\sigma 2}$ induce în înfășurarea secundară tensiunea electromotoare u_{es2} , care este dată de relația:

$$u_{es2} = -L_{s2} \frac{di_2}{dt} \quad (2.8)$$

unde L_{s2} este inductanța de scăpări a înfășurării secundare.

Curentul i_1 produce în înfășurarea primară o cădere de tensiune a cărei valoare instantanee este $R_1 i_1$ (R_1 este rezistența înfășurării primare). Curentul i_2 produce în înfășurarea secundară o cădere de tensiune a cărei valoare instantanee este $R_2 i_2$ (R_2 este rezistența înfășurării secundare).

Ecuatiile de funcționare ale transformatorului se obțin aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff circuitului înfășurării primare și circuitului înfășurării secundare, rezultând următoarele ecuații între valorile instantanee ale tensiunilor și

curenților:

$$u_1 + u_{e1} + u_{es1} = R_1 I_1 \quad (2.10)$$

$$u_{e2} + u_{es2} = u_2 + R_2 I_2 \quad (2.11)$$

Ecuțiile de mai sus pot fi rescrise sub forma:

$$u_1 = -u_{e1} - u_{es1} + R_1 I_1 \quad (2.12)$$

$$u_2 = u_{e2} + u_{es2} - R_2 I_2 \quad (2.13)$$

Imaginile în complex ale acestor ecuații sunt următoarele:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_{e1} - \underline{U}_{es1} + R_1 \underline{I}_1 \quad (2.14)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{e2} + \underline{U}_{es2} - R_2 \underline{I}_2 \quad (2.15)$$

Imaginile în complex ale tensiunilor electromotoare de scăpări din înfășurările primară și secundară sunt date de relațiile:

$$\underline{U}_{es1} = -j\omega L_{s1} \underline{I}_1 \quad (2.16)$$

$$\underline{U}_{es2} = -j\omega L_{s2} \underline{I}_2 \quad (2.17)$$

Dacă se notează cu X_{s1} reactanța de scăpări a înfășurării primare și cu X_{s2} reactanța de scăpări a înfășurării secundare, expresiile devin:

$$\underline{U}_{es1} = -jX_{s1} \underline{I}_1 \quad (2.18)$$

$$\underline{U}_{es2} = -jX_{s2} \underline{I}_2 \quad (2.19)$$

Ținând cont de rezultatele obținute, ecuațiile de funcționare ale transformatorului se pot scrie astfel:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_{e1} + R_1 \underline{I}_1 + jX_{s1} \underline{I}_1 \quad (2.20)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{e2} - R_2 \underline{I}_2 - jX_{s2} \underline{I}_2 \quad (2.21)$$

Notând cu $\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{s1}$ impedanța complexă a înfășurării primare și cu $\underline{Z}_2 = R_2 + jX_{s2}$ impedanța complexă a înfășurării secundare, ecuațiile de funcționare ale transformatorului devin:

$$\underline{U}_1 = -\underline{U}_{e1} + \underline{Z}_1 \underline{I}_1 \quad (2.22)$$

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_{e2} - \underline{Z}_2 \underline{I}_2 \quad (2.23)$$

Deoarece fluxul util ϕ_u este același, atât la funcționare în gol cât și la funcționarea în sarcină rezultă că și solenațiile (tensiunile magnetomotoare), la funcționarea în gol și în sarcină, sunt egale și astfel se poate scrie:

$$N_1 \underline{I}_1 + N_2 \underline{I}_2 = N_1 \underline{I}_0 \quad (2.24)$$

unde \underline{I}_0 este imaginea în complex a curentului de mers în gol.

Din relația (2.24) rezultă:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 + \left(-\frac{N_2}{N_1} \underline{I}_2 \right) \quad (2.25)$$

Relația (2.25) arată dependența curentului din înfășurarea primară de curentul din secundar, la funcționarea în sarcină a transformatorului.

Se definește raportul de transformare al transformatorului ca raportul valorilor efective ale tensiunilor electromotoare induse în înfășurarea primară și secundară de către fluxul magnetic fascicular util:

$$k = \frac{U_{e1}}{U_{e2}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.26)$$

2.5. SCHEMA ECHIVALENTĂ A TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

Pentru compararea parametrilor celor două înfășurări ale transformatorului se obișnuiește să se raporteze toți parametrii transformatorului la același număr de spire, de regulă la N_1 , adică parametrii înfășurării secundare se raportează la înfășurarea primară. Toate mărimile înfășurării secundare care sunt raportate la primar se numesc mărimi raportate și se notează cu aceleași simboluri însoțite de semnul prim (U'_{e2}, I'_2, R'_2 etc.).

Raportarea tensiunilor electromotoare din secundar la primar se face proporțional cu raportul de transformare:

$$U'_{e2} = k \cdot U_{e2} = \frac{N_1}{N_2} U_{e2} \quad (2.27)$$

$$U'_{es2} = k \cdot U_{es2} = \frac{N_1}{N_2} U_{es2} \quad (2.28)$$

Curentul din secundar se raportează invers proporțional cu raportul de transformare:

$$I'_2 = \frac{1}{k} \cdot I_2 = \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (2.29)$$

Rezistențele, reactanțele și impedanțele înfășurării secundare și ale sarcinii transformatorului se raportează la primar astfel încât să nu se schimbe căderea de tensiune procentuală față de t.e.m. U_{e2} și respectiv față de tensiunea U_2 , adică:

$$\frac{R'_2 \cdot I'_2}{U'_{e2}} = \frac{R_2 \cdot I_2}{U_{e2}}, \quad \frac{R' \cdot I'_2}{U'_2} = \frac{R \cdot I_2}{U_2}$$

$$\frac{X'_{s2} \cdot I'_2}{U'_{e2}} = \frac{X_{s2} \cdot I_2}{U_{e2}}, \quad \frac{X' \cdot I'_2}{U'_2} = \frac{X \cdot I_2}{U_2} \quad (2.30)$$

de unde rezultă raportarea acestor mărimi proporțională cu k^2 :

$$R'_2 = k^2 \cdot R_2, \quad R' = k^2 \cdot R$$

$$X'_{s2} = k^2 \cdot X_{s2}, \quad X' = k^2 \cdot X \quad (2.31)$$

Schema echivalentă a transformatorului, care este un cuadripol în T , este reprezentată în figura 2.5. Impedanța $Z_m = R_m + jX_m$ reprezintă impedanța circuitului de magnetizare. Valoarea efectivă a acesteia se determină cu relația:

$$Z_m = \frac{U_{MN}}{I_o} = \frac{U_{e1}}{I_o} \quad (2.32)$$

Rezistența circuitului de magnetizare rezultă din pierderile în fierul transformatorului (P_{Fe}):

$$R_m = \frac{P_{Fe}}{I_o^2} \quad (2.33)$$

Reactanța circuitului de magnetizare se calculează cu relația:

$$X_m = \sqrt{Z_m^2 - R_m^2} \quad (2.34)$$

Impedanța circuitului de magnetizare este foarte mare în comparație cu impedanța de scăpări din primar sau secundar, astfel încât curentul de mers în gol i_o se poate neglija și astfel, schema echivalentă a transformatorului se simplifică (fig. 2.6).

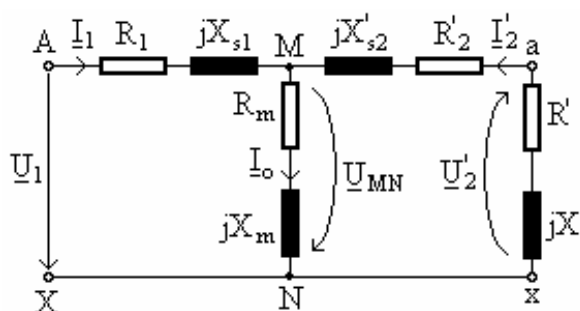


Fig. 2.5 Schema echivalentă a transformatorului monofazat

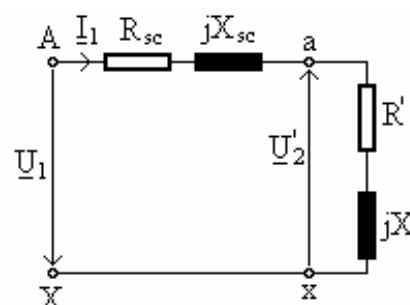


Fig. 2.6 Schema echivalentă simplificată a transformatorului monofazat

În schema echivalentă din figura 2.6 rezistența echivalentă R_{sc} și reactanța echivalentă X_{sc} se calculează cu relațiile:

$$R_k = R_1 + R_2', \quad X_k = X_{s1} + X_{s2}' \quad (2.35)$$

Rezistența echivalentă R_{sc} și respectiv, reactanța echivalentă X_{sc} se numesc rezistența, respectiv reactanța de scurtcircuit deoarece se pot determina dintr-o încercare în scurtcircuit a transformatorului.

Pentru schema echivalentă simplificată a transformatorului ecuația de funcționare este următoarea:

$$\underline{U}_1 + \underline{U}_2' = I_1 (R_{sc} + jX_{sc}) \quad (2.36)$$

2.6. PIERDERILE ÎN TRANSFORMATOR

Înfășurarea primară a transformatorului absoarbe de la rețeaua de alimentare puterea activă:

$$P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1 \quad (2.37)$$

unde φ_1 este defazajul dintre tensiune și curent.

Înfășurarea secundară a transformatorului debitează consumatorului puterea activă:

$$P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2 \quad (2.38)$$

unde φ_2 este defazajul dintre tensiune și curent.

Diferența dintre cele două puteri reprezintă suma pierderilor care apar la funcționarea în sarcină a transformatorului:

$$P_1 - P_2 = \sum p = p_{Fe} + p_{Cu} \quad (2.39)$$

unde: p_{Fe} reprezintă pierderile în fierul transformatorului, iar p_{Cu} – pierderile în cuprul transformatorului.

Pierderile în fier se compun din pierderile prin histerezis magnetic (p_H) și pierderile prin curenți turbionari (curenți Foucault), (p_F):

$$p_{Fe} = p_H + p_F \quad (2.40)$$

Pierderile în fier sunt independente de sarcină, dacă tensiunea de alimentare este constantă. Acestea se pot determina printr-o încercare de mers în gol.

Pierderile în cupru sunt pierderile care apar prin efect Joule-Lenz în înfășurările transformatorului și sunt dependente de sarcină:

$$p_{Cu} = p_{Cu1} + p_{Cu2} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 \quad (2.41)$$

Pierderile nominale în cuprul transformatorului se determină prin încercarea de mers în scurtcircuit.

2.6.1. ÎNCERCAREA DE MERS ÎN GOL A TRANSFORMATORULUI

Încercarea de mers în gol a transformatorului monofazat se face alimentând înfășurarea primară cu tensiunea și frecvența nominale, înfășurarea secundară fiind deschisă ($I_2 = 0$, $Z_S = \infty$). Din încercarea de mers în gol se obțin: raportul de transformare și pierderile în fier.

Pentru efectuarea acestei încercări se utilizează schema electrică din figura 2.7. La ampermetrul A se va citi curentul de mers în gol I_0 , la wattmetrul W puterea absorbită de la rețea P_0 de către transformator, la voltmetrele V_1 și V_2 tensiunile U_1 , respectiv U_{20} .

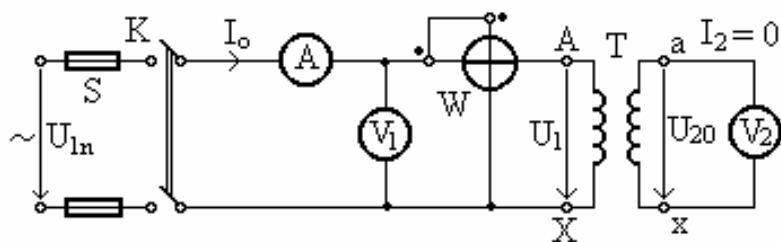


Fig. 2.7 Schema electrică pentru încercarea de mers în gol a transformatorului monofazat

Se numește raport de transformare în gol raportul tensiunilor la bornele primare, respectiv, secundare, la mersul în gol, atunci când la bornele primare se aplică tensiunea nominală.

Deoarece curentul de mers în gol I_0 este mic în comparație cu valoarea curentului nominal al transformatorului I_{1n} , rezultă că pierderile de putere în cuprul înfășurării primare la mersul în gol ($R_1 I_{10}^2$) sunt mici. Pierderile în fier au o valoare corespunzătoare fluxului magnetic util.

Puterea absorbită de transformator la încercarea în gol, P_0 , reprezintă cu destulă precizie pierderile în fier, p_{Fe} :

$$P_0 = p_{Fe} + R_1 I_0^2 \cong p_{Fe} \quad (2.42)$$

La mersul în gol, factorul de putere este dat de relația:

$$\cos \varphi_0 = \frac{P_0}{U_1 I_0} \quad (2.43)$$

La mersul în gol, raportul de transformare se determină cu relația:

$$k = \frac{U_{e1}}{U_{e2}} \cong \frac{U_1}{U_{20}} \quad (2.44)$$

2.6.2. ÎNCERCAREA DE FUNCȚIONARE ÎN SCURTCIRCUIT A TRANSFORMATORULUI

Această încercare se efectuează cu bornele înfășurării secundare scurtcircuitate cu un ampermetru, alimentând înfășurarea primară a transformatorului cu o tensiune redusă (tensiune de scurtcircuit), obținută din secundarul unui transformator cu tensiune reglabilă sau de la un autotransformator monofazat, până în momentul când ampermetrul montat în primarul transformatorului arată curentul nominal I_{1n} (ampermetrul din secundar va arăta și el o valoare apropiată de I_{2n}).

Pentru efectuarea acestei încercări se utilizează schema electrică din figura 2.8. La ampermetrele A_1 și A_2 se vor citi curenții nominali $I_{1sc} = I_{1n}$ și $I_{2sc} = I_{2n}$, la wattmetrul W puterea activă absorbită de transformator P_{sc} iar la voltmetrul V tensiunea de scurtcircuit U_{1sc} .

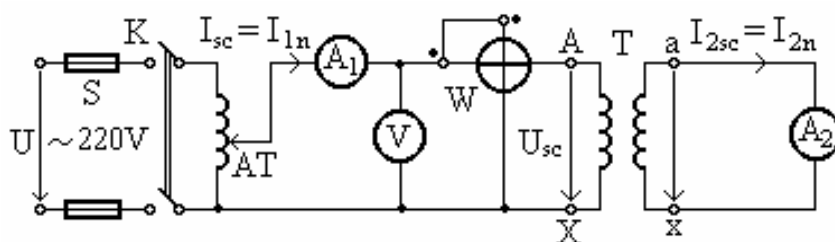


Fig. 2.8 Schema electrică pentru încercarea în scurtcircuit a transformatorului monofazat

Deoarece tensiunea pentru încercarea în scurtcircuit (tensiunea de scurtcircuit) este mică (**3...10%** din tensiunea nominală), fluxul magnetic în fier are o valoare redusă, deci pierderile în fier vor fi neglijabile.

Rezultă că puterea absorbită la scurtcircuit reprezintă cu destulă precizie pierderile în cuprul celor două înfășurări:

$$P_{sc} \cong P_{Cu} \quad (2.45)$$

iar:

$$\cos \varphi_{sc} = \frac{P_{sc}}{U_{1sc} I_{1sc}} \quad (2.46)$$

Impedanța de scurtcircuit complexă este dată de relația:

$$\underline{Z}_{sc} = \frac{U_{1sc}}{I_{1sc}} = R_{sc} + jX_{sc} \quad (2.47)$$

sau în valori absolute:

$$Z_{sc} = \frac{U_{1sc}}{I_{1sc}} = \sqrt{R_{sc}^2 + X_{sc}^2} \quad (2.48)$$

Rezistența de scurtcircuit este dată de relația:

$$R_{sc} = \frac{P_{sc}}{I_{1sc}^2} \quad (2.49)$$

Având determinate rezistența și impedanța de scurtcircuit, se poate determina reactanța de scurtcircuit:

$$X_{sc} = \sqrt{Z_{sc}^2 - R_{sc}^2} \quad (2.50)$$

Transformatoarele obișnuite sunt prevăzute cu două înfășurări, separate galvanic, transferul de putere între înfășurări făcându-se pe cale electro-magnetică.

2.6.3. RANDAMENTUL TRANSFORMATORULUI

Randamentul transformatorului η reprezintă o mărime caracteristică, definită prin raportul adimensional dintre puterea activă secundară P_2 debitată de transformator receptorului și puterea activă absorbită de primar P_1 de la rețeaua de alimentare:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_1 I_1 \cos \varphi_1} = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + p_{Fe} + p_{Cu}} \quad (2.51)$$

Se numește factorul de încărcare β al transformatorului, raportul dintre curentul secundar debitat de transformator I_2 și curentul secundar nominal I_{2n} :

$$\beta = \frac{I_2}{I_{2n}} \quad (2.52)$$

Considerând tensiunea secundară constantă, rezultă:

$$U_2 \cdot I_2 = U_2 \cdot \beta \cdot I_{2n} \cong \beta \cdot S_n \quad (2.53)$$

unde S_n reprezintă puterea aparentă nominală a transformatorului.

Pierderile în fierul transformatorului sunt aproximativ egale cu pierderile de mers în gol P_0 , deci independente de încărcarea transformatorului, iar pierderile în conductoare sunt:

$$p_{Cu} = p_{Cu1} + p_{Cu2} = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2 = \beta^2 (R_1 I_{1n}^2 + R_2 I_{2n}^2) = \beta^2 P_{Cun} = \beta^2 P_{sc} \quad (2.54)$$

Cu relațiile de mai sus expresia randamentului transformatorului devine:

$$\eta = \frac{\beta \cdot S_n \cdot \cos \varphi_2}{\beta \cdot S_n \cdot \cos \varphi_2 + P_0 + \beta^2 \cdot P_{sc}} \quad (2.55)$$

Pentru a determina valoarea încărcării β pentru care randamentul este maxim, se va deriva relația (2.55) în raport cu β și se va determina valoarea lui β pentru care derivata se va anula:

$$\frac{\partial \eta}{\partial \beta} = 0 \Rightarrow \beta_o = \sqrt{\frac{P_o}{P_{sc}}} \quad (2.56)$$

Pentru ca încărcarea optimă a transformatorului să fie la regimul nominal de funcționare ($\beta_o = 1$), trebuie ca pierderile în cupru să fie egale cu pierderile în fier.

Dependența randamentului unui transformator de încărcarea sa β este reprezentată în figura 2.9.

De regulă transformatoarele sunt dimensionate să aibă factor de încărcare optimă, $\beta_o = 0,4...0,7$, în funcție de destinația transformatorului și de caracterul sarcinii sale, astfel încât să funcționeze cu randamentul maxim în regimul de funcționare cel mai frecvent.

Randamentul nominal al transformatoarelor crește cu creșterea puterii transformatoarelor. Astfel, la puteri nominale de ordinul unităților sau zecilor de VA, randamentul poate fi sub 70%; la puteri nominale de zeci sau sute de kVA randamentul poate fi, $\eta = 95...97\%$; la puteri de ordinul MVA, randamentul este mai mare de 99%.

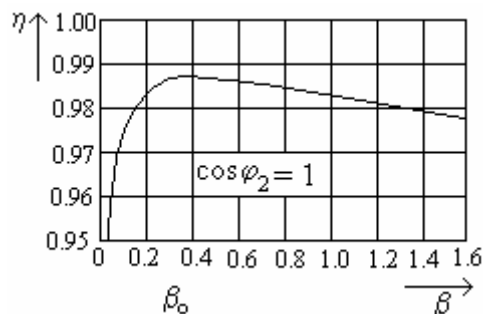


Fig. 2.9 Dependenta randamentului transformatorului de incarcarea lui

2.6.4. CARACTERISTICA EXTERNĂ A TRANSFORMATORULUI

Caracteristica externă a unui transformator reprezintă dependența tensiunii secundare U_2 de curentul de sarcină I_2 , $U_2 = U_2(I_2)$, la $U_1 = U_{1n} = \text{const.}$ și defazajul $\cos \varphi_2 = \text{const.}$

În figura 2.10 sunt reprezentate caracteristicile externe ale unui transformator pentru trei valori ale defazajului dintre tensiunea și curentul secundar.

Din figură se observă că în cazul consumatorilor pur rezistivi și inductivi (care reprezintă majoritatea consumatorilor) caracteristica este căzătoare, fiind mai puternic căzătoare cu cât consumul este mai inductiv.

Acest lucru se poate observa la consumul casnic când seara tensiunea rețelei de alimentare scade deoarece majoritatea consumatorilor sunt acasă și consumă energie electrică. În cazul consumatorilor capacitivi, caracteristica externă este crescătoare, deci la creșterea curentului consumat tensiunea crește, ceea ce ar duce la apariția unor tensiuni periculoase ce ar periclita funcționarea altor consumatori neprotejați la supratensiuni. Din acest motiv nu se permite funcționarea consumatorilor cu caracter capacitiv.

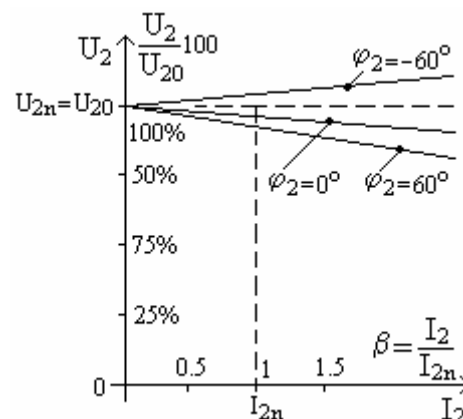


Fig. 2.10 Caracteristicile externe ale unui transformator

2.7. TRANSFORMATORUL ELECTRIC TRIFAZAT

Aceste transformatoare sunt utilizate în rețelele trifazate de transport și distribuție a energiei electrice industriale. Transformatorul trifazat se poate realiza prin folosirea a trei transformatoare monofazate identice, câte unul pentru fiecare fază, ale căror înfășurări primare respectiv secundare, se conectează între ele în stea sau în triunghi, sau printr-o construcție compactă cu un singur miez magnetic comun format din trei coloane și două juguri (fig. 2.11). Construcția compactă este posibilă datorită faptului că fluxurile magnetice fasciculare Φ_{fu1} , Φ_{fu2} , Φ_{fu3} din cele trei coloane formează un sistem trifazat simetric și deci au suma zero în orice moment, iar receptorul este echilibrat. Deoarece suma fluxurilor magnetice fasciculare este nulă, numai este necesară prezența unor juguri sau a unor coloane de întoarcere pentru închiderea fluxurilor magnetice ale celor trei coloane.

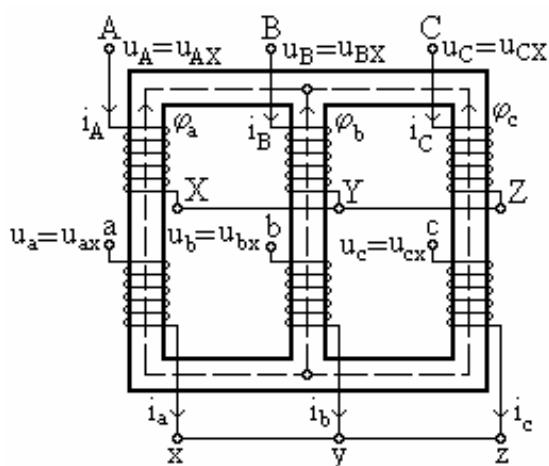


Fig. 2.11 Transformatorul trifazat în construcție compactă

Pe fiecare coloană se află o înfășurare primară și una secundară ale aceleiași faze. Capetele înfășurărilor se notează cu literele **A**, **B**, **C** pentru începuturi și cu **X**, **Y**, **Z** pentru sfârșituri pe partea de înaltă tensiune și cu literele mici corespunzătoare (**a**, **b**, **c**, și **x**, **y**, **z**) pentru partea de joasă tensiune. Bornele de nul de la conexiunea stea se notează cu **N** sau **n** pentru înfășurările de înaltă, respectiv joasă tensiune.

Înfășurările transformatoarelor trifazate pot fi conectate în stea (fig. 2.12 a), în triunghi (fig. 2.12 b) sau în zigzag (fig. 2.12 c).

Conexiunea stea se notează cu **Y** pentru înfășurarea de înaltă tensiune și cu **y** pentru cea de joasă tensiune.

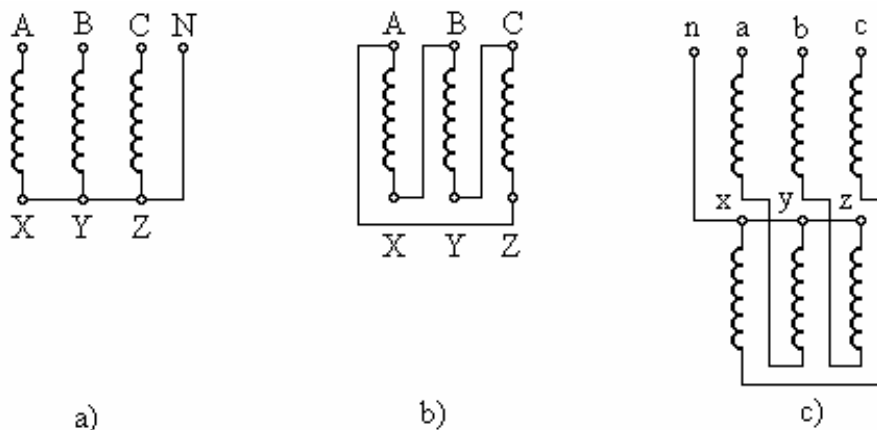


Fig. 2.12 Conexiunile transformatoarelor trifazate
a) stea; b) triunghi; c) zigzag

Conexiunea în triunghi se notează cu **D** pentru înfășurarea de înaltă tensiune și respectiv cu **d** pentru cea de joasă tensiune.

Relațiile între tensiunile de linie (U_l) și cele de fază (U_f) și respectiv, între curenții de linie (I_l) și cei de fază (I_f) sunt următoarele:

- la conexiunea în stea:

$$U_l = \sqrt{3} U_f; \quad I_l = I_f \quad (2.57)$$

- la conexiunea în triunghi:

$$U_l = U_f; \quad I_l = \sqrt{3} I_f \quad (2.58)$$

Conexiunea zigzag se utilizează numai pentru partea de joasă tensiune (înfășurarea de înaltă tensiune fiind conectată în stea) și se notează cu litera **z**. La această conexiune fiecare fază se împarte în două jumătăți, care se așează pe coloane diferite, sfârșitul unei jumătăți a înfășurării unei faze legându-se cu sfârșitul celeilalte jumătăți de pe altă coloană. Începuturile celor trei jumătăți de înfășurări rămase nelegate se leagă împreună formând punctul neutru **n**. Notând cu U_{ax} tensiunea pe fază la conexiunea în zigzag și cu U_f tensiunea pe fază la conexiunea în stea, tensiunea pe fază la conexiunea în zigzag va fi:

$$U_{ax} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_f = 0,865 U_f \quad (2.59)$$

Funcționarea transformatorului trifazat este asemănătoare cu cea a transformatorului monofazat doar că fluxul magnetic fascicular util dintr-o coloană se obține din suprapunerea tuturor celor șase fluxuri magnetice fasciculare utile produse de cele trei înfășurări primare și respectiv, de cele trei înfășurări secundare.

Raportul de transformare **k** al unui transformator trifazat se definește ca raportul dintre tensiunile electromotoare compuse (de linie) din înfășurarea primară și cea secundară. În funcție de conexiunea transformatorului raportul de transformare poate diferi de raportul dintre numărul de spire pe fază al înfășurării primare și secundare.

La conexiunea triunghi-triunghi, tensiunile de linie fiind egale cu cele de fază, se obține:

$$k = \frac{U_{eAB}}{U_{eab}} = \frac{U_{eA}}{U_{ea}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.60)$$

La conexiunea stea-stea, tensiunile de linie fiind de $\sqrt{3}$ ori mai mari decât tensiunile de fază se obține:

$$k = \frac{U_{eAB}}{U_{eab}} = \frac{\sqrt{3} U_{eA}}{\sqrt{3} U_{ea}} = \frac{N_1}{N_2} \quad (2.61)$$

La conexiunea stea-triunghi, tensiunea de linie este $\sqrt{3}$ ori mai mare decât tensiunea de fază la primar, iar la secundar tensiunea de linie este egală cu tensiunea de fază, rezultând:

$$k = \frac{U_{eAB}}{U_{eab}} = \frac{\sqrt{3} U_{eA}}{U_{ea}} = \sqrt{3} \frac{N_1}{N_2} \quad (2.62)$$

La conexiunea triunghi-stea, tensiunea de linie este egală cu cea de fază la primar, iar la secundar tensiunea de linie este $\sqrt{3}$ ori mai mare decât tensiunea de fază, rezultând:

$$k = \frac{U_{eAB}}{U_{eab}} = \frac{U_{eA}}{\sqrt{3}U_{ea}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{N_1}{N_2} \quad (2.63)$$

2.8. AUTOTRANSFORMATORUL

Transformatoarele obișnuite sunt prevăzute cu două înfășurări, separate galvanic, transferul de putere între înfășurări făcându-se pe cale electromagnetică.

Autotransformatorul este format, ca și transformatorul obișnuit, dintr-un miez feromagnetic și două înfășurări, una primară cu N_1 spire și cealaltă secundară cu N_2 spire, legate galvanic între ele. Autotransformatorul poate fi ridicător sau coborâtor de tensiune.

În figura 2.13 este reprezentat un autotransformator. Expresiile tensiunilor electromotoare sunt aceleași ca la transformator. La funcționarea în sarcină a autotransformatorului, neglijând căderile de tensiune pe rezistențele înfășurărilor și pierderile și considerând defazajul primar egal cu cel secundar, raportul de transformare se poate calcula astfel:

$$k = \frac{N_1}{N_2} \approx \frac{U_1}{U_2} \approx \frac{I_2}{I_1} \quad (2.64)$$

Curentul din partea comună a înfășurării este dat de relația:

$$I_{12} = I_1 - I_2 \quad (2.65)$$

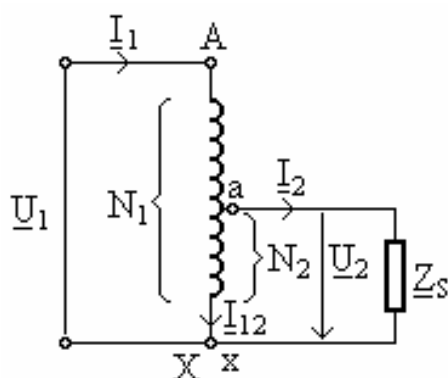


Fig. 2.13 Autotransformatorul

Din relația (2.65) rezultă că prin înfășurarea de joasă tensiune circulă un curent mai mic decât curentul primar. Ca urmare, această înfășurare se poate realiza cu un conductor cu secțiune mai mică, rezultând o economie de cupru și deci un preț mai redus. În mod obișnuit raportul de transformare al autotransformatorului variază între **0,5** și **2**. Se construiesc autotransformatoare monofazate sau trifazate reglabile. La acestea, tensiunea secundară este reglabilă, autotransformatorul având priza unei borna secundare (a) mobilă cu ajutorul unei perii ce alunecă pe suprafața dezizolată a spirelor înfășurării primare.

Autotransformatoarele trifazate sunt utilizate în rețelele de transport, la pornirea motoarelor sincrone și motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit și la obținerea unor tensiuni reglabile în laboratoare.

3. AMPLIFICATORUL MAGNETIC

3.1. NOȚIUNI GENERALE. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

Amplificatoarele magnetice sunt dispozitive electromagnetice statice cu ajutorul cărora se realizează amplificarea în putere a semnalelor electrice lent variabile. Funcționarea acestora se bazează pe faptul că bobinele cu miez feromagnetic au proprietatea de a-și modifica valoarea inductanței atunci când se modifică valoarea intensității curentului de magnetizare a miezului feromagnetic.

Clasificarea amplificatoarelor magnetice poate fi realizată după mai multe criterii:

a) Din punct de vedere al respectării legii comenzii:

- Amplificatoare magnetice reversibile (respectă legea comenzii);
- Amplificatoare magnetice nereversibile (nu respectă legea comenzii).

Un amplificator respectă legea comenzii (este reversibil) dacă îndeplinește următoarele cerințe:

- atunci când nu se aplică mărimea de intrare, mărimea de ieșire să fie nulă;
- când mărimea de la intrarea amplificatorului este diferită de zero, valoarea mărimii de ieșire să fie proporțională cu valoarea mărimii de intrare;
- dacă se inversează polaritatea mărimii de intrare (când aceasta este o mărime electrică continuă) sau faza cu 180° (când aceasta este o mărime electrică alternativă) să se inverseze și polaritatea mărimii de ieșire (când aceasta este o mărime electrică continuă) sau faza cu 180° (când aceasta este o mărime electrică alternativă).

b) După tipul schemei electrice a amplificatorului magnetic:

- Amplificatoare magnetice simple;
- Amplificatoare magnetice diferențiale (în contratimp);
- Amplificatoare magnetice în punte.

c) După forma miezului feromagnetic al amplificatorului:

- Amplificatoare magnetice cu miezul în manta;
- Amplificatoare magnetice cu miezul toroidal.

d) Din punct de vedere al utilizării reacției:

- Amplificatoare magnetice cu reacție (au amplificarea în putere mică);
- Amplificatoare magnetice cu reacție pozitivă (au amplificarea în putere de valoare mare).

e) După valoarea constantei de timp:

- Amplificatoare magnetice rapide;
- Amplificatoare magnetice cu inerție.

f) După tipul tensiunii de ieșire:

- Amplificatoare magnetice în curent alternativ;
- Amplificatoare magnetice în curent continuu (cu redresor).

Din punct de vedere constructiv amplificatoarele magnetice sunt alcătuite dintr-un miez feromagnetic pe care se dispun mai multe înfășurări. Miezul feromagnetic poate fi realizat din tole de oțel electrotehnic (inducția magnetică în miez are valoarea, $\mathbf{B} = 0,8...1\text{T}$) sau din tole de permalloy sau miu-metal (inducția magnetică în miez are valoarea, $\mathbf{B} = 0,4...0,5\text{T}$).

Înfășurările amplificatorului magnetic pot fi următoarele:

- înfășurări de comandă, la care se aplică semnalul lent variabil care trebuie amplificat;
- înfășurări de alimentare, care sunt alimentate în curent alternativ;
- înfășurări de sarcină, la bornele cărora se conectează impedanța de sarcină;
- înfășurări de reacție;
- înfășurări de premagnetizare, care sunt alimentate în curent continuu.

Amplificatoarele magnetice au o gamă largă de utilizări datorită următoarelor avantaje:

- fiabilitate ridicată, exploatare simplă, siguranță în funcționare mare;
- gamă mare de puteri (de la fracțiuni de watt la zeci de **kW**);
- intră în funcțiune imediat ce se aplică tensiunea de comandă;
- au posibilitatea însumării la intrare a mai multor semnale de comandă;
- suportă un timp relativ îndelungat suprasarcini de curent;
- caracteristicile rămân constante în timpul funcționării, la variații ale tensiunilor și temperaturii de până la **10%**;
- au amplificare mare în putere și putere mare la ieșire, permițând comanda directă a motoarelor (amplificarea în putere poate ajunge până la $4 \cdot 10^6$).

Principalele dezavantaje ale amplificatoarelor magnetice sunt următoarele:

- au inerție în procesul de amplificare, variația mărimii de ieșire fiind întârziată față de variația mărimii de ieșire;
- au impedanță mică de intrare, ceea ce face dificilă adaptarea cu etajul anterior.

Funcționare unui amplificator magnetic se bazează pe posibilitate variației inductanței unei bobine cu miez feromagnetic, prin modificarea permeabilității magnetice a miezului cu ajutorul unei înfășurări parcursă de curent continuu.

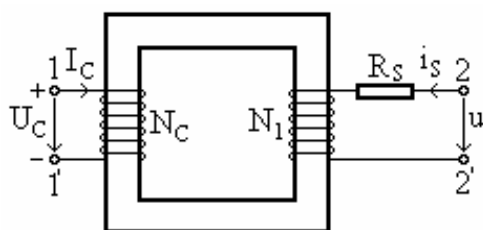


Fig. 3.1 Schemă electrică simplificată a amplificatorului magnetic

Pentru explicarea principiului de funcționare se consideră amplificatorul magnetic cel mai simplu (fig. 3.1), care este alcătuit dintr-un miez feromagnetic închis pe care sunt dispuse două înfășurări: o înfășurare de comandă și o înfășurare de lucru. La bornele înfășurării de comandă se aplică tensiunea de comandă U_C , iar înfășurarea de lucru se conectează în serie cu sarcina R_S și se alimentează cu tensiunea alternativă sinusoidală u .

Aplicând tensiunea U_C la bornele înfășurării de comandă, aceasta va fi parcursă de curentul continuu I_C , proporțional cu tensiunea U_C și care magnetizează miezul feromagnetic.

Intensitatea câmpului magnetic în miez se calculează cu relația:

$$H = \frac{N_C \cdot I_C}{l} \quad (3.1)$$

unde: N_C reprezintă numărul de spire al înfășurării de comandă iar l – lungimea medie a miezului feromagnetic.

Inducția magnetică în miezul feromagnetic se calculează cu relația:

$$B = \mu \cdot H \quad (3.2)$$

unde μ reprezintă permeabilitatea magnetică absolută a miezului feromagnetic.

În figura 3.2 a) este reprezentată inducția magnetică B în miez în funcție de intensitatea câmpului magnetic H , produs de curentul de comandă I_C . Pe porțiunile $0A$, respective $0A'$ se poate considera că inducția magnetică B are o variație liniară în funcție de H , respectiv I_C și astfel, pentru valori ale lui H cuprinse între 0 și H_A , respectiv 0 și H_A , permeabilitatea magnetică absolută μ a miezului feromagnetic are o valoare constantă. Pe porțiunile AB , respectiv $A'B'$ a curbei de magnetizare se manifestă fenomenul de saturație a miezului feromagnetic, inducția magnetică crescând din ce în ce mai puțin. În această zonă a curbei de magnetizare, permeabilitatea magnetică μ nu mai este constantă și se determină cu relația:

$$\mu = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (3.3)$$

Se observă că odată cu creșterea intensității câmpului magnetic, permeabilitatea magnetică a miezului feromagnetic scade. Variația permeabilității μ magnetice în funcție de curentul de comandă I_C este prezentată în figura 3.2 b), fiind constantă pe porțiunea $0A$ a curbei de magnetizare și scăzând odată cu creșterea lui H pe porțiunea de saturație AB a curbei de magnetizare.

Inductanța înfășurării de lucru L este direct proporțională cu permeabilitatea magnetică a miezului feromagnetic, fiind dată de relația:

$$L = \mu \cdot \frac{N_l^2 \cdot S}{l} \quad (3.4)$$

unde: N_l reprezintă numărul de spire al înfășurării de lucru, iar S – aria secțiunii prin miezul feromagnetic.

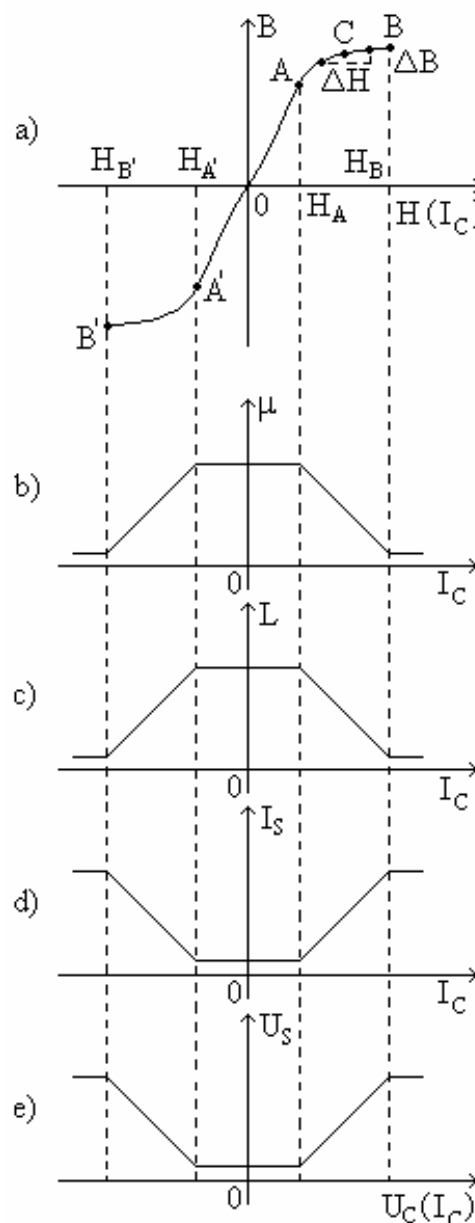


Fig. 3.2 Variațiile mărimilor B , μ , L , I_s și U_s în funcție de valoarea curentului de comandă I_C

Din relația (3.4) se observă că inductanța înfășurării de lucru L va avea aceeași variație ca și permeabilitatea magnetică μ , în funcție de valoarea curentului de comandă I_C . În figura 3.2 c) este reprezentată variația inductanței L în funcție de curentul de comandă I_C . Se observă că pe porțiunea de saturație AB a curbei de magnetizare, se poate modifica inductanța L a înfășurării de lucru prin modificarea valorii curentului I_C prin înfășurarea de comandă.

Impedanța circuitului serie format din înfășurarea de lucru și sarcina R_S este dată de relația:

$$Z = \sqrt{(R_S + r)^2 + (\omega L)^2} \quad (3.5)$$

unde r reprezintă rezistența înfășurării de lucru.

Valoarea efectivă I_S a curentului de sarcină prin acest circuit se calculează cu relația:

$$I_S = \frac{U}{Z} = \frac{U}{\sqrt{(R_S + r)^2 + (\omega L)^2}} \quad (3.6)$$

unde U reprezintă valoarea tensiunii alternative aplicată la bornele 2-2'.

Din relația (3.6) se observă că valoarea efectivă a curentului de sarcină depinde de inductanța înfășurării de lucru, fiind invers proporțională cu aceasta. Deoarece L variază în funcție de valoarea curentului de comandă rezultă că I_S depinde de valoarea curentului de comandă I_C (fig. 3.2 d).

Se constată că pentru valori mici ale curentului de comandă I_C , pentru care nu are loc fenomenul de saturație a miezului feromagnetic, valoarea efectivă I_S a curentului de sarcină este constantă, iar pentru valori mari ale curentului I_C la care se manifestă fenomenul de saturație a miezului, valoarea efectivă a curentului de sarcină crește odată cu creșterea lui I_C , deoarece se micșorează inductanța înfășurării de lucru.

În figura 3.2 e) este reprezentată variația valorii efective U_S a căderii de tensiune pe sarcina R_S , care este o funcție de tensiunea de comandă U_C aplicată la bornele înfășurării de comandă:

$$U_S = R_S \cdot I_S \quad (3.7)$$

În concluzie, rezultă că se poate realiza variația valorii efective U_S a căderii de tensiune pe sarcina R_S a amplificatorului magnetic prin modificarea valorii inductanței de lucru, modificare care se realizează datorită posibilității de a varia permeabilitatea magnetică a miezului feromagnetic atunci când se manifestă fenomenul de saturație a miezului.

3.2. TIPURI DE AMPLIFICATOARE MAGNETICE

3.2.1. AMPLIFICATORUL MAGNETIC TIP DROSEL

Amplificatorul magnetic tip droesel este format dintr-un miez feromagnetic în manta. Pe coloana centrală este dispusă o înfășurare de comandă, iar înfășurarea de lucru, care se conectează în serie cu sarcina R_S , este formată din două

semiînfășurări identice, bobinate astfel încât fluxurile magnetice, produse de curentul alternativ care le străbate, să aibă sensuri opuse prin coloana centrală, pentru ca în înfășurarea de comandă să nu se inducă tensiune electromotoare alternativă. Înfășurarea de lucru se alimentează cu tensiune alternativă. La bornele înfășurării de comandă se aplică tensiunea de comandă lent variabilă U_C .

Schema electrică a amplificatorului magnetic tip drosel este prezentată în figura 3.3 a), iar în figura 3.3 b) este dată reprezentarea convențională a aceluiași amplificator magnetic.

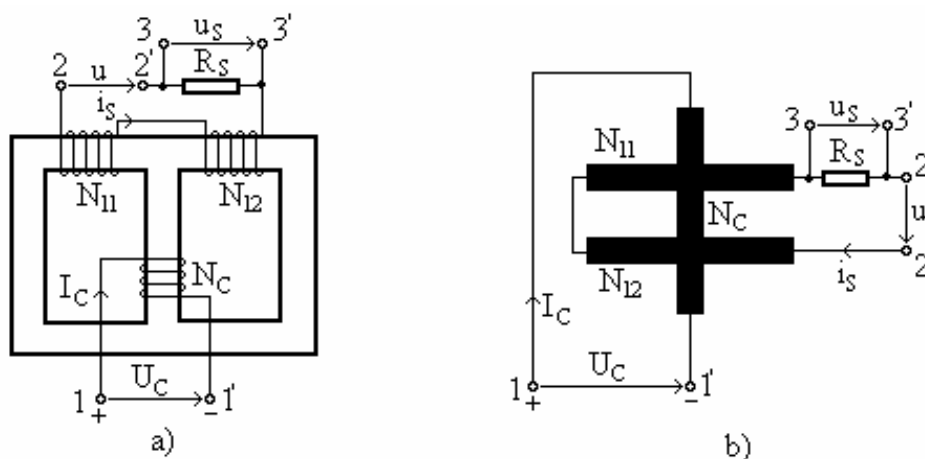


Fig. 3.3 a) Schema electrică a amplificatorului magnetic tip drosel
b) Reprezentarea convențională

Funcționarea acestui amplificator magnetic este identică cu cea prezentată în subcapitolul anterior.

Mărimea de intrare o constituie tensiunea continuă sau lent variabilă U_C , iar mărimea de ieșire tensiunea alternativă u_s pe sarcina R_s .

Amplificarea în tensiune a acestui amplificator magnetic este dată de raportul dintre valoarea efectivă a căderii de tensiune pe sarcină și valoarea tensiunii de comandă:

$$A_u = \frac{U_s}{U_C} \quad (3.8)$$

Amplificatorul magnetic tip drosel nu respectă legea comenzii, fiind un amplificator magnetic nereversibil.

Astfel, se constată că pentru $U_C = 0$ ($I_C = 0$) se obține $U_s \neq 0$ ($I_s \neq 0$), iar schimbarea polarității tensiunii de comandă U_C nu duce la schimbarea fazei tensiunii pe sarcină u_s .

Amplificatorul magnetic tip drosel poate fi prevăzut și cu o înfășurare de premagnetizare, care se alimentează cu o tensiune continuă de premagnetizare, U_P . Datorită curentului de premagnetizare I_P , punctul de funcționare pe curba de magnetizare $B = f(H)$ se va afla la mijlocul porțiunii AB (zona de saturație a miezului). Prin aceasta se obține micșorarea valorii curentului de comandă necesar pentru realizarea modificării curentului prin sarcină și a căderii de tensiune pe sarcină (este necesară o putere de comandă mai mică).

3.2.2. AMPLIFICATORUL MAGNETIC NEREVERSIBIL TIP TRANSFORMATOR

Amplificatorul magnetic tip transformator nereversibil este realizat pe un miez feromagnetic în manta pe care sunt dispuse înfășurarea de comandă, înfășurarea de excitație formată din două bobine identice (N_{ex1} și N_{ex2}) și înfășurarea de sarcină formată din bobinele identice N_{s1} și N_{s2} . Înfășurarea de excitație se leagă în serie cu rezistorul R și se alimentează cu tensiune alternativă. În serie cu înfășurarea de sarcină se leagă R_s (fig. 3.4).

Funcționarea acestui amplificator magnetic, este asemănătoare cu cea a unui transformator în care înfășurarea de excitație are rolul înfășurării primare, iar înfășurarea de sarcină are rolul înfășurării secundare a transformatorului.

Se consideră mai întâi că tensiunea de comandă este nulă, iar la bornele **3-3'** se aplică tensiunea de alimentare alternativă u :

$$u = U\sqrt{2} \sin \omega t \quad (3.9)$$

Astfel, prin înfășurarea de excitație și respectiv, prin rezistorul R , va circula curentul de excitație i_{ex} , cu valoarea efectivă:

$$I_{ex} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L_{ex})^2}} \quad (3.10)$$

Căderea de tensiune alternativă u_{ex} pe înfășurarea de excitație are valoarea efectivă:

$$U_{ex} = I_{ex} \cdot \omega L_{ex} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L_{ex})^2}} \cdot \omega L_{ex} = \frac{U}{\sqrt{R^2 / (\omega L_{ex})^2 + 1}} \quad (3.11)$$

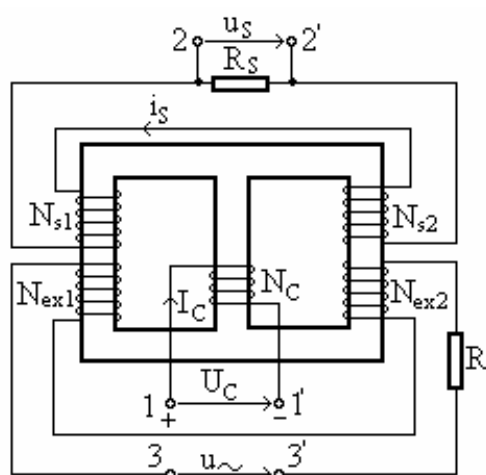


Fig. 3.4 Schema electrică a amplificatorului magnetic tip transformator nereversibil

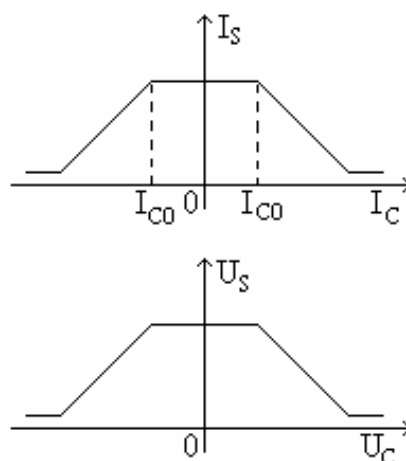


Fig. 3.5 Caracteristicile $I_s = f(I_c)$ și $U_s = f(U_c)$

Curentul de excitație parcurgând înfășurarea de excitație, produce un flux magnetic alternativ care se închide prin miezul feromagnetic și induce în cele două bobine ale înfășurării de sarcină câte o tensiune electromotoare alternativă (cele două bobine ale înfășurării de sarcină au sensul de bobinaj astfel încât tensiunile

electromotoare induse să se însumeze. Astfel tensiunea electromotoare totală indusă în înfășurarea de sarcină va avea valoarea efectivă:

$$U_{es} = \frac{N_s}{N_{ex}} \cdot U_{ex} = \frac{N_{s1} + N_{s2}}{N_{ex1} + N_{ex2}} \cdot U_{ex} \quad (3.12)$$

Tensiunea electromotoare u_{es} indusă în înfășurarea de sarcină produce, prin circuitul format de această înfășurare și sarcina R_s , curentul alternativ i_s , care are valoarea efectivă:

$$I_s = \frac{U_{es}}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}} \quad (3.13)$$

Căderea de tensiune alternativă u_s pe sarcina R_s are valoarea efectivă:

$$U_s = R_s \cdot I_s = R_s \cdot \frac{U_{es}}{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}} \quad (3.14)$$

Aplicând tensiunea de comandă U_C la bornele $1-1'$, prin înfășurarea de comandă va trece curentul continuu I_C . Dacă valoarea acestui curent este mai mare decât valoarea necesară pentru aducerea miezului feromagnetic la saturație, odată cu creșterea valorii lui I_C se va micșora valoarea inductanței înfășurării de excitație L_{ex} . Din relația (3.12) rezultă că micșorarea valorii inductanței de excitație determină scăderea valorii efective a tensiunii de excitație (ca și cum s-ar micșora valoarea efectivă a tensiunii aplicate la bornele înfășurării primare a unui transformator). Ca urmare a scăderii tensiunii U_{ex} scade valoarea efectivă a tensiunii electromotoare U_{es} indusă în înfășurarea de sarcină, determinând scăderea valorii efective a curentului de sarcină I_s și respectiv, a valorii efective a căderii de tensiune pe sarcină, U_s .

În figura 3.5 sunt prezentate caracteristicile $I_s = f(I_C)$ și $U_s = f(U_C)$ ale amplificatorului magnetic tip transformator nereversibil. Cu I_{C0} s-a notat valoarea curentului de comandă pentru care miezul feromagnetic începe să intre în saturație. Se constată că pentru $I_C = 0$ curentul prin sarcină și căderea de tensiune pe sarcina R_s , au valori efective maxime. Pentru valori ale curentului de comandă mai mari decât I_{C0} , când miezul feromagnetic intră în saturație, odată cu creșterea curentului de comandă rezultă o scădere a curentului prin sarcină și respectiv, a căderii de tensiune pe sarcină.

Amplificatorul magnetic tip transformator simplu, așa cum a fost prezentat, nu respectă legea comenzii, fiind un amplificator magnetic nereversibil.

3.2.3. AMPLIFICATORUL MAGNETIC REVERSIBIL TIP TRANSFORMATOR

Amplificatorul magnetic reversibil tip transformator este format din două amplificatoare magnetice tip transformator simple, conectate ca în figura 3.6, în care miezurile feromagnetice au fost reprezentate prin linii întrerupte. Înfășurările de excitație ale celor două amplificatoare magnetice sunt conectate în serie și alimentate cu tensiunea alternativă care se aplică la bornele $3-3'$. Curentul

alternativ care parcurge aceste înfășurări de excitație produce câte un flux magnetic alternativ prin miezul fiecărui amplificator. Fluxurile magnetice create induc în înfășurările de sarcină ale celor două amplificatoare câte o tensiune electromotoare alternativă. Înfășurările de sarcină ale celor două amplificatoare sunt conectate în serie, dar astfel încât tensiunile induse să fie în antifază. Ca urmare, tensiunea de ieșire U_s , culeasă la bornele 2-2', este egală de fapt cu diferența celor două tensiuni induse în înfășurările de sarcină ale celor două amplificatoare magnetice.

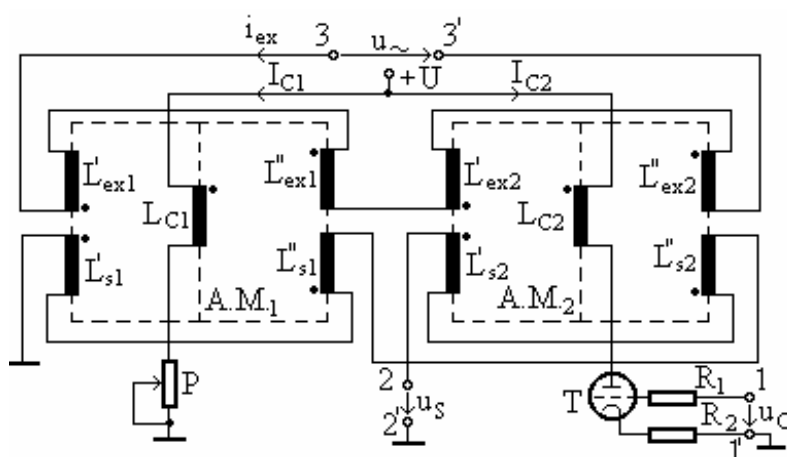


Fig. 3.6 Schema electrică a amplificatorului magnetic reversibil tip transformator

Fără a se aplica o tensiune de comandă la bornele 1-1' ($U_C = 0$), se reglează cu ajutorul potențiometrului P intensitatea curentului I_{C1} prin înfășurarea de comandă a amplificatorului AM_1 , astfel încât punctul de funcționare pe curba de magnetizare să se găsească în același punct (la mijlocul porțiunii de saturație) ca și la amplificatorul magnetic AM_2 . Astfel permeabilitățile magnetice ale celor două amplificatoare magnetice vor fi egale ($\mu_1 = \mu_2$) ceea ce determină ca și inductanțele înfășurărilor de excitație ale celor două amplificatoare magnetice să fie egale:

$$L_{ex1} = L'_{ex1} + L''_{ex1} = L_{ex2} = L'_{ex2} + L''_{ex2} \quad (3.15)$$

Tensiunea de alimentare aplicată la bornele 3-3' determină apariția curentului de excitație i_{ex} prin înfășurările de excitație. Acest curent produce în înfășurările de excitație ale celor două amplificatoare magnetice tensiuni alternative, cu valorile efective egale, deoarece cele două înfășurări de excitație au în această situație reactanțele egale:

$$U_{ex1} = I_{ex} \cdot \omega L_{ex1} = U_{ex2} = I_{ex} \cdot \omega L_{ex2} \quad (3.16)$$

Deoarece tensiunile U_{ex1} și U_{ex2} sunt egale, tensiunile electromotoare induse în înfășurările de sarcină ale celor două amplificatoare magnetice au valorile efective egale, iar tensiunea de ieșire va fi nulă:

$$U_{es1} = U_{es2} \Rightarrow U_s = U_{es1} - U_{es2} = 0 \quad (3.17)$$

În continuare se consideră că la bornele 1-1' se aplică tensiunea de comandă pozitivă (+ la borna 1 și - la borna 1'). În acest caz rezistența internă a tubului T se micșorează, ceea ce duce creșterea curentului de comandă I_{C2} , care devine mai mare decât curentul de comandă I_{C1} . Pentru amplificatorul AM_1 punctul de

funcționare pe curba de magnetizare rămâne în același loc (deoarece valoarea lui I_{C1} nu s-a modificat), iar pentru amplificatorul AM_2 punctul de funcționare se deplasează spre dreapta (deoarece I_{C2} a crescut). Rezultă că permeabilitatea magnetică a miezului 2 (μ_2) scade, devenind mai mică decât μ_1 , care a rămas constantă. Scăderea lui μ_2 determină micșorarea valorii inductanței L_{ex2} , care devine mai mică decât L_{ex1} . Rezultă inegalitatea:

$$U_{ex1} = I_{ex} \cdot \omega L_{ex1} > U_{ex2} = I_{ex} \cdot \omega L_{ex2} \quad (3.18)$$

Astfel, tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea de sarcină a amplificatorului AM_1 va fi mai mare decât cea indusă în înfășurarea de sarcină a amplificatorului AM_2 , iar tensiunea de ieșire va fi diferită de zero și va avea faza tensiunii electromotoare induse în înfășurarea de sarcină a amplificatorului AM_1 (acesta are valoarea efectivă mai mare).

$$U_{es1} > U_{es2} \Rightarrow U_s = U_{es1} - U_{es2} \neq 0 \quad (3.19)$$

Dacă tensiunea de comandă este negativă (+ la borna 1' și - la borna 1), rezistența internă a tubului T se mărește, ceea ce duce la micșorarea curentului de comandă I_{C2} , care devine mai mic decât curentul de comandă I_{C1} . Pentru amplificatorul AM_1 punctul de funcționare pe curba de magnetizare rămâne în același loc (deoarece valoarea lui I_{C1} nu s-a modificat), iar pentru amplificatorul AM_2 punctul de funcționare se deplasează spre stânga (deoarece I_{C2} s-a micșorat). Rezultă că permeabilitatea magnetică a miezului 2 (μ_2) crește și se obține:

$$\mu_1 < \mu_2 \Rightarrow L_{ex1} < L_{ex2} \quad (3.20)$$

Se obține inegalitatea:

$$U_{ex1} = I_{ex} \cdot \omega L_{ex1} < U_{ex2} = I_{ex} \cdot \omega L_{ex2} \quad (3.21)$$

Astfel, tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea de sarcină a amplificatorului AM_1 va fi mai mică decât cea indusă în înfășurarea de sarcină a amplificatorului AM_2 , iar tensiunea de ieșire va fi diferită de zero și va avea faza tensiunii electromotoare induse în înfășurarea de sarcină a amplificatorului AM_2 , deci schimbată cu 180° față de cazul în care tensiunea de comandă U_C era pozitivă.

$$U_{es1} < U_{es2} \Rightarrow U_s = U_{es1} - U_{es2} \neq 0 \quad (3.22)$$

3.2.4. AMPLIFICATORUL MAGNETIC REVERSIBIL ÎN PUNTE

Schema electrică a amplificatorului magnetic reversibil în punte, care respectă legea comenzii, este prezentată în figura 3.7. Cele două amplificatoare magnetice AM_1 și AM_2 sunt prevăzute cu câte o înfășurare de premagnetizare (N_{P1} și respectiv, N_{P2}) legate în serie și cu câte o înfășurare de comandă (N_{C1} și respectiv, N_{C2}) conectate de asemenea, în serie. Înfășurările de premagnetizare sunt alimentate cu tensiunea continuă U_P . Curentul de premagnetizare I_P , care străbate înfășurările de premagnetizare, realizează magnetizarea miezurilor, astfel încât punctul de funcționare se găsește pentru ambele amplificatoare magnetice la mijlocul porțiunii de saturație de pe curba de magnetizare. Astfel, atunci când nu se aplică tensiunea de comandă, permeabilitățile magnetice ale miezurilor celor două amplificatoare magnetice vor fi egale.

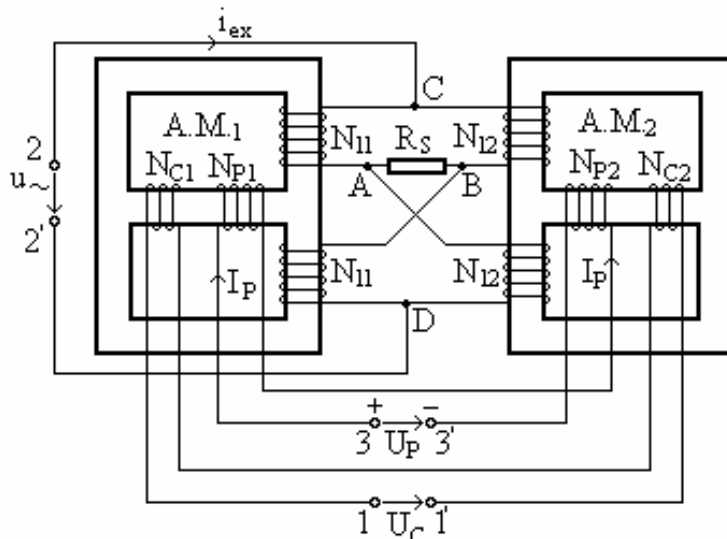


Fig. 3.7 Schema electrică a amplificatorului magnetic reversibil în punte

Înfășurările de lucru ale celor două amplificatoare magnetice sunt conectate într-o punte de curent alternativ (fig. 3.8), puntea fiind alimentată între punctele C și D cu tensiunea alternativă aplicată la bornele 2-2', iar între punctele A și B este conectată sarcina R_S .

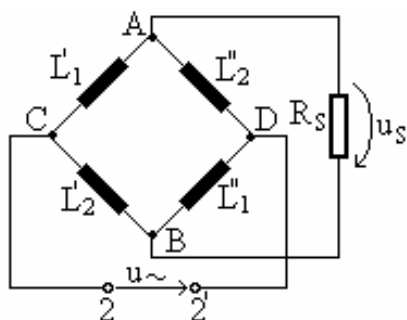


Fig. 3.8 Conectarea în punte a înfășurărilor de lucru ale celor două amplificatoare magnetice

Condiția de echilibru a punții este dată de relația:

$$\omega L'_1 \cdot \omega L''_1 = \omega L'_2 \cdot \omega L''_2 \quad (3.23)$$

Când nu se aplică tensiunea de comandă ($U_C = 0$) condiția de echilibru a punții este îndeplinită, inductanțele înfășurărilor de lucru sunt egale, deoarece permeabilitățile magnetice ale miezurilor sunt egale ($\mu_1 = \mu_2$):

$$L'_1 = L''_1 = L'_2 = L''_2 \quad (3.24)$$

În acest caz condiția de echilibru a punții este îndeplinită și tensiunea între punctele A și B ale punții este nulă ($u_S = 0$).

Dacă se aplică tensiunea de comandă pozitivă (plus la borna 1 și minus la borna 1'), înfășurările de comandă vor fi parcurse de curentul de comandă I_C . Fluxul magnetic creat de curentul de comandă la trecerea prin înfășurarea de comandă a amplificatorului magnetic AM_1 este de sens contrar fluxului magnetic creat de curentul de premagnetizare I_P la trecerea prin înfășurarea de premagnetizare a aceluiași amplificator magnetic. Aceasta înseamnă o deplasare a punctului de funcționare pe curba de magnetizare a acestui amplificator, spre stânga, deci o creștere a permeabilității magnetice și implicit o creștere a valorilor inductanțelor de lucru corespunzătoare înfășurării de lucru a amplificatorului AM_1 . La amplificatorul magnetic AM_2 fluxurile magnetice create de curentul de premagnetizare și de curentul de comandă au același sens, însumându-se. Aceasta

înseamnă că punctul de funcționare al amplificatorului magnetic AM_2 se deplasează pe curba de magnetizare spre dreapta, permeabilitatea magnetică scade precum și valorile inductanțelor înfășurării de lucru ale acestui amplificator magnetic.

Ca urmare a modificării valorilor inductanțelor înfășurărilor de lucru ale celor două amplificatoare, puntea formată din aceste înfășurări se dezechilibrează, existând între punctele **A** și **B** o tensiune alternativă (tensiunea de sarcină u_s), care va fi în antifază cu tensiunea de alimentare aplicată la bornele 2-2'. Amplitudinea tensiunii u_s va depinde de valoarea tensiunii de comandă U_C .

Dacă se aplică tensiunea de comandă negativă rezultă scăderea valorii permeabilității magnetice a primului amplificator și creșterea valorii permeabilității magnetice a celui de-al doilea amplificator. Ca urmare, inductanțele înfășurării de lucru ale amplificatorului AM_2 vor avea valori mai mari decât cele ale amplificatorului AM_1 , puntea se dezechilibrează, iar tensiunea alternativă dintre punctele **A** și **B** va fi în fază cu tensiunea de alimentare aplicată la bornele 2-2'.

În concluzie, rezultă că acest amplificator magnetic având intrarea în curent continuu și ieșirea în curent alternativ, respectă legea comenzii, fiind un amplificator magnetic reversibil.

3.2.5. AMPLIFICATORUL MAGNETIC REVERSIBIL DIFERENȚIAL

Schema electrică a amplificatorului magnetic reversibil diferențial, este prezentată în figura 3.9.

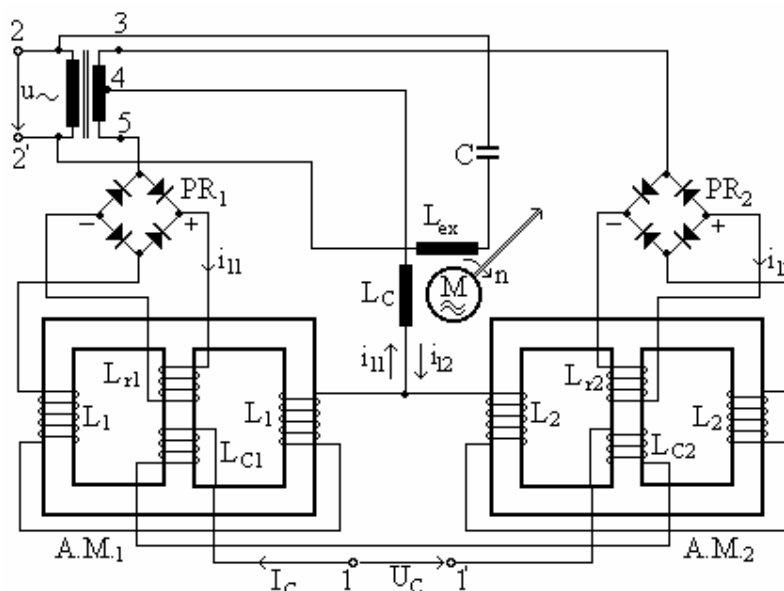


Fig. 3.9 Schema electrică a amplificatorului magnetic reversibil diferențial

Amplificatorul magnetic diferențial este format din două amplificatoare magnetice cu reacție, conectate astfel încât atunci când unul dintre ele lucrează cu reacție pozitivă, celălalt să lucreze cu reacție negativă. Înfășurările de comandă ale

celor două amplificatoare magnetice sunt conectate între ele. Înfășurările de lucru sunt alimentate cu tensiuni alternative de la înfășurarea secundară a unui transformator, care este prevăzut cu priză mediană. Sarcina amplificatorului o constituie una din înfășurările motorului bifazat. Schema electrică din figura 5.1 trebuie să realizeze comanda motorului bifazat, care să-și schimbe sensul de rotație atunci când se schimbă polaritatea tensiunii de comandă aplicată la bornele **1-1'** (se realizează prin schimbarea fazei curentului i_s prin înfășurarea motorului bifazat, cu 180° , atunci când se schimbă polaritatea tensiunii de comandă).

Schema de principiu se alimentează cu tensiune alternativă la bornele **2-2'**, alimentându-se astfel înfășurarea de excitație L_{ex} a motorului bifazat și înfășurarea primară a transformatorului. În înfășurările secundare **3-4** și **4-5** ale transformatorului se induc tensiuni electromotoare alternative, care au amplitudinile egale.

Tensiunea alternativă indusă în înfășurarea secundară **3-4** a transformatorului produce curentul de lucru al amplificatorului **A.M.₂**. Prin înfășurarea de reacție L_{r2} , datorită punții redresoare **PR₂**, sensul curentului i_{12} nu se schimbă, având permanent sensul indicat în figură. Tensiunea alternativă indusă în înfășurarea secundară **4-5** a transformatorului produce curentul de lucru i_{11} al amplificatorului **A.M.₁**. Datorită punții redresoare **PR₁**, sensul curentului prin înfășurarea de reacție nu se schimbă, având permanent sensul indicat în figură. Se observă că prin înfășurarea de comandă L_C a motorului bifazat cei doi curenți alternativi, i_{11} și i_{12} , sunt în antifază.

Dacă nu se aplică tensiune de comandă la bornele **1-1'** impedanțele circuitelor prin care trec curenții i_{11} și i_{12} sunt egale și cei doi curenți au amplitudini egale. Rezultă că prin înfășurarea de comandă a motorului bifazat curentul rezultat este nul și motorul nu se va roti. Dacă se aplică tensiunea de comandă U_C pozitivă, prin înfășurările de comandă ale celor două amplificatoare magnetice, trece un curent de comandă continuu I_C , cu sensul din figură.

Se observă că în cazul amplificatorului **A.M.₁** curentul de comandă și curentul prin înfășurarea de reacție produc fluxuri magnetice de sens contrar, ceea ce conduce la scăderea valorii inducției magnetice în miezul acestui amplificator.

Ca urmare, permeabilitatea magnetică a miezului crește, crescând astfel impedanța circuitului parcurs de curentul i_{11} , ceea ce determină scăderea amplitudinii curentului i_{11} . La amplificatorul magnetic **A.M.₂** fluxurile magnetice produse de curentul de comandă și de curentul prin înfășurarea de reacție au același sens însumându-se, ceea ce conduce în final la creșterea amplitudinii curentului i_{12} .

Curentul care rezultă prin înfășurarea de comandă a motorului bifazat va avea, în acest caz, amplitudinea egală cu diferența dintre amplitudinile curenților i_{12} și i_{11} și aceeași fază cu cea a curentului i_{12} , iar motorul bifazat se va roti într-un sens.

Dacă se aplică o tensiune de comandă negativă, fenomenele descrise mai sus se inversează, conducând în final la schimbarea sensului de rotație a motorului bifazat.

4. CONSIDERAȚII GENERALE PRIVIND MAȘINILE ELECTRICE

4.1. NOȚIUNI GENERALE

Prin noțiunea de mașină, în general, se înțelege un sistem tehnic, format din organe și mecanisme, care execută mișcări determinate pentru efectuarea unui lucru mecanic util, sau pentru transformarea unei forme de energie în energie mecanică sau invers.

După destinația lor generală, poartă următoarele denumiri:

- mașini de lucru, acele mașini care efectuează un lucru mecanic util;
- mașini de forță, acele mașini care sunt utilizate pentru transformarea energiei.

În categoria mașinilor de forță, intră următoarele categorii de mașini:

- mașini electrice;
- mașini termice;
- mașini hidraulice;
- mașini pneumatice;
- mașini eoliene;
- mașini sonice.

Cea mai importantă categorie de mașini, datorită largii utilizări în diverse domenii, o constituie mașinile electrice care vor fi tratate în continuare. Marea majoritate a mașinilor electrice utilizate în tehnică sunt mașini electrice rotative și au la baza funcționării lor fenomenul de inducție electromagnetică.

Aceste mașini sunt realizate din două părți principale: statorul și rotorul. După rolul distinct pe care îl au în procesele de producere a tensiunilor electromotoare, una din armături este numită inductor, cealaltă indus.

Inductorul este armătura care produce câmpul magnetic inductor numit și câmp magnetic de excitație. Indusul este armătura în care este indusă tensiunea electromotoare utilă sau sistemul polifazat de tensiuni electromotoare utile.

4.2. ELEMENTE CONSTRUCTIVE DE BAZĂ ALE MAȘINILOR ELECTRICE

Indiferent de tipul mașinii electrice, aceasta are două părți principale (fig. 4.1) și anume:

- o parte fixă numită **stator**;
- o parte mobilă numită **rotor**.

Statorul (inductorul), care este destinat, în general, producerii fluxului magnetic necesar funcționării mașinii electrice respective, este format din următoarele elemente componente: carcasă, piese polare, înfășurări, scuturi, sistem de perii cu port perii.

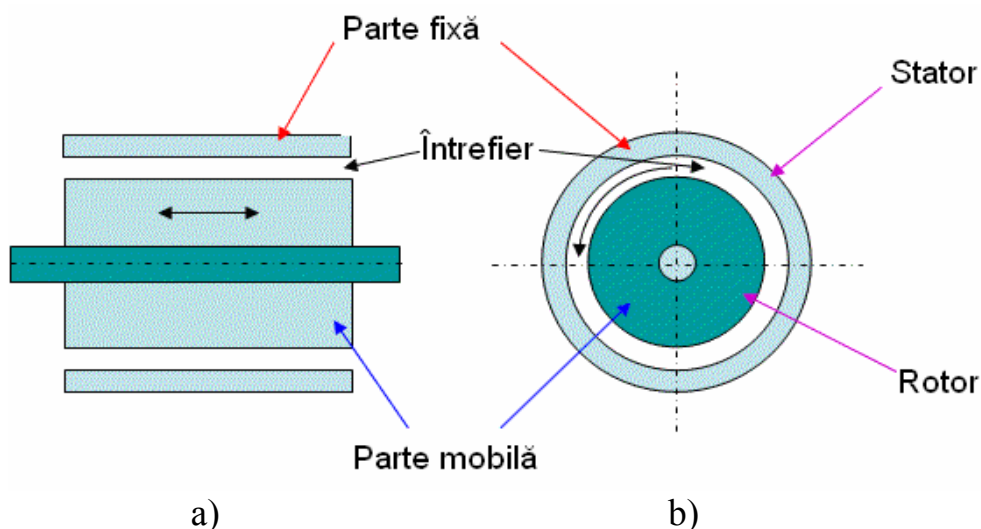


Fig. 4.1 Elementele componente de bază: a) varianta liniară; b) varianta rotativă

Rotorul (indusul), în care, de regulă, se induc tensiuni electromotoare, este format din următoarele elemente componente: arborele sau axul rotorului, miezul magnetic, înfășurări, colector și lamele de ventilație.

Principalele caracteristici constructive ale elementelor componente ale unei mașini electrice sunt după cum urmează:

Carcasa, reprezintă scheletul pe care se fixează toate elementele componente ale statorului. Se realizează, de regulă, din material magnetic (tole din oțel electrotehnic cu grosimea cuprinsă între **0,5...1mm**) sub formă cilindrică și servește și ca drum de închidere a fluxurilor magnetice.

Scuturile sunt capacele fixate de o parte și de alta a carcasei. În acestea sunt practicate jugurile (numai la mașinile electrice de putere mică și medie).

Piesele polare (pe acestea se dispun bobinele de excitație) sunt realizate tot din tole de oțel electrotehnic cu grosimea de **1...1,5mm** și au rolul de a asigura repartiția uniformă a fluxului magnetic de excitație în întrefier. Numărul pieselor polare (polilor) este întotdeauna un multiplu de **2** și se notează **2p** (**p** este numărul perechilor de poli) și reprezintă polii principali ai mașinii. La unele mașini electrice pot exista și poli auxiliari, realizați ca și cei principali, dispuși între aceștia și destinați a îmbunătăți comutația mașinii. Polii mașinii pot fi aparenti (fixați în interiorul carcasei) sau îngropați (când miezul magnetic al statorului este ștanțat corespunzător pentru a se putea dispune înfășurarea de excitație).

Înfășurările statorice sunt destinate a produce, de regulă, fluxul magnetic de excitație al mașinii respective. Sunt dispuse pe piesele polare, realizate din sârmă de cupru emailat și izolate față de miezul magnetic al statorului și piesa polară, cu ajutorul foliilor sau carcaselor izolante. Diametrul conductorului din care sunt realizate înfășurările statorului depinde de puterea mașinii electrice respective.

Înfășurarea de excitație creează câmpul magnetic inductor din mașină, fiind confecționată din bobine așezate pe polii inductori. Producerea pe cale electrică a câmpurilor magnetice învârtitoare se realizează prin intermediul înfășurărilor de curent alternativ.

Pentru obținerea pe cale mecanică a câmpurilor magnetice învârtitoare utilizând curentul continuu, se utilizează înfășurări de excitație de două tipuri:

- înfășurări de excitație concentrate, utilizate la mașini cu poli aparenti;
- înfășurări de excitație repartizate, utilizate la mașini electrice cu poli plini.

Înfășurările concentrate sunt utilizate la mașinile de curent continuu și la cele de curent alternativ cu poli aparenti. După cum înfășurarea de excitație este plasată pe stator sau pe rotor, se deosebesc mașini de tip cu poli exteriori și mașini de tip cu poli interiori. Înfășurările de excitație concentrate se execută din spire înfășurate pe carcasa din materiale presate sau metalice. La mașinile de puteri mai mari, de cel mai multe ori înfășurările de excitație sunt realizate din bobine parțiale, separate între ele prin spații de aer în vederea răcirii. Conectarea bobinelor polilor între ele se poate face în serie sau în paralel. La conectarea în paralel pot apărea nesimetria în fluxurile magnetice, ca urmare a neegalității rezistențelor electrice. De aceea se obișnuiește să se utilizeze conectarea în serie a bobinelor.

Înfășurările de excitație repartizate sunt utilizate la mașinile sincrone cu poli plini. Polii sunt determinați numai prin modul de repartizare a înfășurării plasate în creștături. Repartiția câmpului magnetic în întrefier, la această înfășurare, este trapezoidală, în trepte, mult mai apropiată de forma sinusoidală decât în cazul înfășurării de excitație concentrate.

Înfășurările depind în mare măsură de tipul de mașină și de forma curenților care trec prin ele. După modul de realizare a înfășurărilor acestea pot: înfășurări bobinate și respectiv, înfășurări tip colivie. După numărul fazelor înfășurările pot fi: înfășurări monofazate, înfășurări bifazate (cu două înfășurări de fază), înfășurări trifazate (cu trei înfășurări de fază), înfășurări polifazate (cu mai mult de trei înfășurări de fază). Înfășurările de curent alternativ bobinate sunt utilizate ca înfășurări statorice la mașinile sincrone și asincrone și ca înfășurare rotorică în cazul motorului asincron cu inele. Înfășurarea tip colivie este utilizată la rotoarele mașinilor asincrone și sincrone.

Principalele funcții ale înfășurărilor de curent alternativ sunt următoarele:

- producerea tensiunilor electromotoare;
- producerea câmpurilor magnetice pulsatorii (înfășurările monofazate) sau a câmpurilor magnetice învârtitoare (înfășurările bifazate, trifazate și polifazate).

Înfășurările rotorice sunt realizate din conductoare de cupru emailat și sunt introduse în creștăturile miezului magnetic al rotorului, fiind izolate față de acesta din punct de vedere electric. Capetele înfășurărilor rotorului sunt lipite la colector. Înfășurările rotorice pot fi trifazate (la motoarele cu rotorul bobinat) sau în colivie (la motoarele cu rotorul în scurtcircuit). Dacă rotorul este bobinat (sau cu inele colectoare), înfășurarea rotorică este trifazată fiind conectată în stea. Înfășurarea polilor principali este realizată din sârmă izolată și se compune din patru bobine (câte una pentru un pol) conectate în serie. Înfășurarea polilor secundari este realizată din sârmă izolată și se compune din două bobine (câte una pentru un pol) conectate în serie.

Periile colectoare asigură legătura electrică între partea fixă și partea mobilă

a mașinii electrice respective. Sunt realizate din praf de cărbune presat, din grafit presat sau din praf de cupru presat și sunt montate în casete metalice denumite port perii. Acestea sunt fixate în interiorul capacului statorului în partea unde este și colectorul mașinii respective, prin piese de fontă sau oțel, denumite coliere de fixare.

Arborele rotorului, care este realizat din oțel, asigură transmiterea cuplului mecanic între sarcina mecanică și miezul magnetic al rotorului.

Miezul magnetic al rotorului este realizat din tole de tablă silicioasă cu grosimea de **0,5mm**, fiind fixat pe arbore. Are o formă cilindrică, având la exterior o serie de creștături în care se dispun înfășurările rotorice.

Colectorul este realizat sub formă de lamele din cupru de secțiune trapezoidală (la mașinile electrice de curent continuu) sau sub formă de inele colectoare (la mașinile electrice de curent alternativ). Lamelele sunt izolate între ele și față de corpul rotorului, de regulă cu ajutorul unor plăci de micanită.

Lamelele de ventilație sunt prevăzute la unele mașini electrice pentru asigurarea unei circulații de aer necesară răcirii.

În afară de aceste elemente componente, orice mașină electrică este prevăzută cu o cutie de borne, montată de regulă pe carcasă, la aceasta făcându-se legăturile electrice atât din interiorul mașinii cât și cu rețeaua de alimentare sau cu sarcina.

Orice mașină electrică rotativă are în compunerea ei elementele prezentate, dar în funcție de categoria mașinii respective, numărul de înfășurări dispuse pe cele două părți principale, rolul lor, precum și forma colectorului pot fi diferite.

4.3. MATERIALE UTILIZATE LA CONSTRUCȚIA CIRCUITELOR MAGNETICE ȘI ELECTRICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

Materiale utilizate la construcția circuitelor magnetice ale mașinilor electrice

Între vectorul intensității câmpului magnetic (\vec{H}) și vectorul inducției magnetice (\vec{B}), pentru medii izotrope, există o relație de proporționalitate, factorul de proporționalitate fiind permeabilitatea magnetică a mediului respectiv μ (caracteristica de magnetizare).

Din punct de vedere al permeabilității magnetice, materialele se împart în trei grupe:

- materiale magnetice, care au $\mu < \mu_0$;
- materiale paramagnetice, care au $\mu > \mu_0$;
- materiale feromagnetice, care au $\mu \gg \mu_0$, unde μ_0 este permeabilitatea magnetică a vidului.

Cel mai mult interesează evident materialele feromagnetice, deoarece la intensități mici ale câmpului magnetic se pot obține inducții mari. Acest lucru permite reducerea volumului materialelor active și a energiei utilizate, deci reducerea costurilor și cheltuielilor de exploatare ale mașinii. Trebuie menționat faptul că permeabilitatea materialelor feromagnetice nu este constantă, ci depinde de valoarea intensității câmpului magnetic. De asemenea, proprietățile

feromagnetice dispar peste o anumită temperatură, care în general este peste **200°C**, temperatură care însă nu este atinsă în funcționarea normală a mașinilor electrice.

În componența mașinile electrice există porțiuni ale circuitului magnetic care sunt parcurse de un flux constant în timp și altele care sunt parcurse de un flux variabil. Având în vedere acest lucru se urmărește utilizarea unor materiale adecvate, cu o permeabilitate cât mai mare, dar și cu proprietăți care să limiteze pierderile de energie în porțiunile de circuit în care fluxul este variabil. În porțiunile de miez cu flux constant se utilizează, în mod obișnuit oțel-carbon sub formă de foi (laminat), oțel și fontă turnată sau oțel forjat.

În porțiunile de miez magnetic, unde fluxul magnetic este variabil, se ține cont numai de valoarea pierderilor care se transformă în căldură, deoarece limitează solicitările electromagnetice și de aceea se utilizează materiale cu compoziții și calități diferite de cele ale materialelor amintite mai înainte (pentru porțiunile de circuit magnetic prin care fluxul magnetic este constant). În cazul acesta, miezul magnetic este realizat din tole.

Procedeele de a obține un material feromagnetic cu pierderi mici este de a adăuga în oțelul obișnuit un anumit procentaj de siliciu. Prin acesta se obține un material cu o rezistență electrică mai mare, ceea ce duce și la reducerea pierderilor. Adăugarea de siliciu are însă un dezavantaj, care constă în micșorarea permeabilității magnetice.

Direcția de laminare a materialului are o importanță deosebită deoarece pe această direcție materialul are o permeabilitate magnetică maximă. Prin laminarea la rece, s-au obținut materiale cu proprietăți magnetice superioare, materiale ce sunt utilizate frecvent în construcția miezurilor magnetice ale mașinilor electrice rotative.

Materiale utilizate la construcția circuitelor electrice ale mașinilor electrice

Înfășurările mașinilor electrice sunt realizate din materiale cu rezistivitate electrică mică și anume: cupru și aluminiu (fig. 4.2).

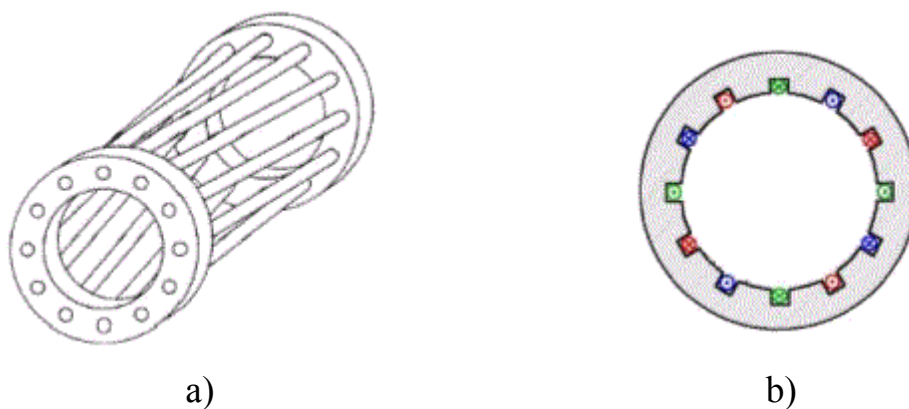


Fig. 4.2 Înfășurări: a) în colivie (aluminiu); b) distribuite în creștături (cupru)

Din punct de vedere chimic, materialele utilizate la construcția circuitelor electrice (înfășurărilor) mașinilor electrice trebuie să fie cât mai pure.

La dimensionarea conductoarelor înfășurării, de regulă, nu se utilizează secțiunea conductorului obținută direct din calcul, ci se adoptă o secțiune pe baza unor standarde. Dar, cum conductorul se folosește izolat, trebuie să se cunoască pentru dimensionarea creștăturilor, care este grosimea izolației acestuia. Ea depinde de felul materialului izolant, precum și de diametrul nominal al conductorului.

Astăzi se utilizează cel mai mult emailurile superioare, care s-au impus prin proprietățile lor de stabilitate termică și printr-un preț de cost avantajos.

4.4. CLASIFICAREA MAȘINILOR ELECTRICE

După particularitățile constructive și funcționale, mașinile electrice se clasifică astfel:

a) dacă procesele fizice care au loc în mașină se desfășoară numai pe baza cuplajului electric, mașina respectivă este de tip electrostatic;

b) dacă procesele fizice care au loc în mașină se desfășoară pe baza cuplajului electromagnetic sau numai magnetic, atunci mașina respectivă poate fi:

- de tip electromagnetic, în cazul în care câmpul magnetic principal se obține cu ajutorul unor electromagneți;

- de tip magnetoelectric, în cazul în care câmpul magnetic principal se obține cu ajutorul unor magneți permanenți.

Din punct de vedere practic cea mai mare importanță o au mașinile electrice de tip electromagnetic.

Dacă părțile mobile ale mașinilor electrice execută o mișcare continuă de rotație atunci mașinile respective se numesc mașini electrice rotative sau, dacă execută o mișcare liniară, se numesc mașini electrice liniare.

În exploatarea mașinilor electrice, principalele criterii după care acestea se clasifică sunt următoarele:

a) După funcția îndeplinită:

- generatoare electrice;

- motoare electrice;

- convertizoare electrice.

Generatorul electric transformă energia mecanică primită pe la arborele rotorului în energie electrică, cedată pe la borne.

Motorul electric transformă energia electrică absorbită pe la borne în energie mecanică, pe care o cedează pe la arborele rotorului.

Indiferent de tipul lor, toate mașinile electrice verifică principiul reversibilității enunțat de Lenz în anul 1834, conform căruia, o aceeași mașină electrică poate funcționa atât ca motor cât și ca generator. Trecerea de la funcționarea ca motor la funcționarea ca generator și invers (reversarea) se poate produce chiar în timpul funcționării mașinii.

Mașinile electrice construite pentru a funcționa ca motoare electrice pot trece, în anumite condiții, să funcționeze ca frână electromagnetică. La funcționarea unei mașini electrice ca frână electromagnetică se absoarbe energie, atât pe

la borne cât și pe la arbore, întreaga energie absorbită fiind transformată în căldură în înfășurările mașinii și în reostatele de frânare. Convertizorul electric transformă parametrii energiei electrice (felul curentului, numărul de faze, frecvența etc.) cu un aport de energie mecanică primit pe la arbore.

b) După puterea generată sau absorbită:

- mașini electrice de putere mică (puterea electrică este cuprinsă între unități și zeci de wați);
- mașini electrice de putere medie (puterea electrică este cuprinsă între sute de wați și zeci de kilowați);
- mașini electrice de putere mare (puterea electrică este mai mare de sute de kilowați).

c) După dimensiunile constructive:

- mașini electrice de volum redus;
- mașini electrice de volum mediu;
- mașini electrice de volum mare.

d) După natura energiei electrice debitate sau absorbite:

- mașini electrice de curent continuu (cu excitație independentă sau cu auto-excitație);
- mașini electrice de curent alternativ;
- mașini electrice universale.

Mașinile de curent continuu sunt mașini electrice destinate să funcționeze în curent continuu, adică să producă sau să absoarbă energie electrică de curent continuu. Mașinile de curent alternativ sunt mașini electrice destinate să funcționeze în curent alternativ, adică să producă sau să absoarbă energie electrică în curent alternativ. Mașinile electrice universale sunt mașini electrice destinate să funcționeze ca motoare, atât în rețele de c.c., cât și în rețele de c.a. Aceste mașini sunt prevăzute cu colector și au în general puteri reduse.

Mașinile electrice de curent alternativ, la rândul lor, se mai clasifică după următoarele criterii:

a) După numărul de faze ale circuitului lor primar (circuitul conectat la rețeaua de alimentare):

- mașini electrice de curent alternativ monofazat;
- mașini electrice de curent alternativ bifazat;
- mașini electrice de curent alternativ trifazat.

b) După viteza de rotație la care funcționează:

- mașini electrice sincrone;
- mașini electrice asincrone.

4.5. PRINCIPIUL GENERAL DE FUNCȚIONARE A MASINILOR ELECTRICE

Principiul general de funcționare a mașinilor electrice se bazează pe:

- a) fenomenul inducției electromagnetice, dacă mașina respectivă este utilizată ca generator;

b) fenomenul de producere a forței electromagnetice, dacă mașina respectivă este utilizată ca motor.

Pentru ca o mașină electrică să funcționeze ca generator este necesar ca:

- partea mobilă să fie antrenată în mișcarea de rotație, de către o sursă exterioară de energie mecanică (de exemplu, de către un motor);
- înfășurarea electromagnetului să fie alimentată de la o sursă de energie electrică, numită sursă de excitație;
- bornele de ieșire să fie conectate la consumatorul (sarcina) respectiv.

La nivel de schemă bloc, condiția ca o mașină electrică să funcționeze ca generator poate fi reprezentată ca în figura 4.3

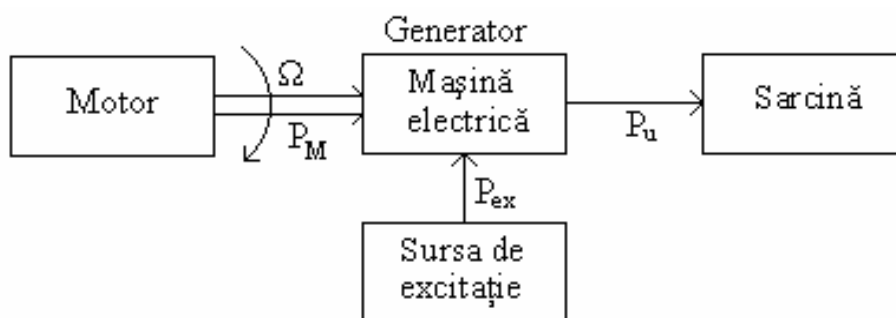


Fig. 4.3 Funcționarea mașinii electrice ca generator

Puterea mecanică transmisă de motor P_M este dată de relația:

$$P_M = M_a \cdot \Omega = P_m + P_{Fe} + P_1 \quad (4.1)$$

unde: M_a reprezintă cuplul mecanic activ; Ω – turația motorului; P_m – pierderile de putere datorate frecărilor mecanice; P_{Fe} – pierderile de putere în fier; P_1 – puterea mecanică ce se transformă în putere electrică.

Puterea electrică obținută la ieșirea generatorului P_G se determină cu relația:

$$P_G = P_u + P_p + P_i \quad (4.2)$$

unde: P_u reprezintă puterea utilă a generatorului; P_p – puterea ce acoperă pierderile în periile colectoare; P_i – puterea ce acoperă pierderile în înfășurările generatorului. Conform legii conservării energiei, rezultă că puterea aplicată generatorului trebuie să fie egală cu puterea P_G , rezultând:

$$P_M + P_{ex} = P_G \quad (4.3)$$

unde P_{ex} reprezintă puterea electrică de excitație a generatorului.

Cunoscând valorile mărimilor respective se poate calcula puterea utilă asigurată la ieșirea unei mașini electrice care funcționează ca generator.

Pentru ca o aceeași mașină electrică să funcționeze ca motor este necesar ca:

- ambele înfășurări să fie alimentate de la o sursă de energie electrică (sursă de alimentare și o sursă de excitație);
- axul părții sale mobile să fie conectat la o sarcină, care necesită a fi acționată mecanic (de exemplu, prin mișcare de rotație).

La nivel de schemă bloc, condiția ca o mașină electrică să funcționeze ca motor poate fi reprezentată ca în figura 4.4.

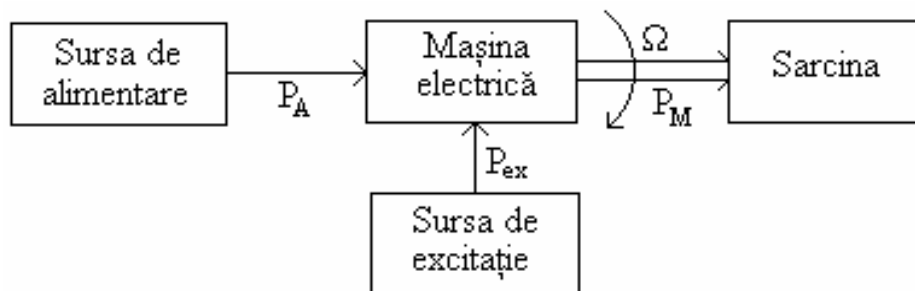


Fig. 4.4 Funcționarea mașinii electrice ca motor

Cunoscând valorile mărimilor corespunzătoare, cu ajutorul relațiilor date anterior, se poate determina puterea mecanică utilă transmisă de către motor sarcinii.

4.6. CARACTERISTICI GENERALE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

Prin **regim de funcționare** a unei mașini electrice rotative se înțelege ansamblul valorilor numerice ale mărimilor electrice și mecanice, care caracterizează funcționarea mașinii electrice la un moment dat. Regimul nominal de funcționare este regimul indicat prin simboluri (cifre, litere sau semne convenționale), dispuse pe o plăcuță indicatoare.

Utilizarea mașinilor electrice în regim nominal de funcționare are ca efect faptul că diferitele părți componente ale mașinii, care se încălzesc în timpul procesului de funcționare (bobinajele, miezul magnetic, lagărele etc.), nu depășesc anumite limite de temperatură, admise de standarde pentru materialele utilizate.

Comportarea unei mașini electrice în regim nominal este caracterizată printr-un grup de mărimi nominale.

Mărimile nominale se împart în două categorii: mărimi nominale impuse și mărimi nominale derivate.

Mărimile nominale impuse se fixează de către producător și în principiu ele nu pot fi afectate de abateri, având caracterul unor variabile independente ale căror valori sunt impuse în calculele de proiectare de către proiectantul mașinii electrice, iar în încercările de platformă, de către experimentator. Ele determină comportarea mașinii electrice în condiții de lucru date. Valorile lor trebuie să coincidă cu cele standardizate, când acestea există, fără abateri.

Mărimile nominale impuse sunt următoarele:

- pentru mașinile de curent continuu: tensiunea la bornele principale, U [V]; puterea utilă, P [W]; turația, ω [rot/min];
- pentru motoarele asincrone: tensiunea la bornele principale, U [V]; puterea utilă, P [W]; frecvența tensiunii la bornele principale, f [Hz];
- pentru mașinile sincrone: tensiunea la bornele principale, U [V]; puterea utilă, P [W] (la motoare); puterea aparentă, S [VA] (la generatoare); frecvența tensiunii la bornele principale, f [Hz]; factorul de putere, $\cos \varphi$.

Pentru mașinile electrice speciale se adoptă ca mărimi nominale impuse cele care rezultă din particularitățile lor de funcționare sau de utilizare, dându-se prioritate celor enumerate mai sus. Toate mărimile nominale sunt înscrise pe plăcuța indicatoare a mașinii și nu este permisă utilizarea mașinii la valori care să depășească aceste mărimi nominale.

Mărimile nominale derivate sunt determinate, pentru mașina electrică de construcție dată și pentru condițiile de lucru date, de către mărimile nominale impuse. Valorile lor măsurate la platforma de încercări, în condițiile de lucru prescrise, se pot abate de la valorile garantate sau de la cele standardizate, în limitele prescrise pentru mașinile electrice de uz general și de specialitate.

În ceea ce privește fiabilitatea parametrică a sistemelor, cea mai mare importanță o au mărimile nominale derivate, deoarece pentru ele se admit toleranțe între anumite limite.

Prin condiții de funcționare se înțeleg ceilalți parametri (diferiți de mărimile nominale) care caracterizează regimul de funcționare a unei mașini electrice precum și o serie de referiri la mărimile nominale, altele decât valorile nominale, ca de exemplu: forma undei de tensiune, variația tensiunii de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină, abaterile de la valoarea nominală a tensiunii etc.

Prin supratemperatura unei părți a mașinii electrice se înțelege diferența dintre temperatura acelei părți și temperatura mediului de răcire. Dacă nu este specificată, temperatura mediului de răcire se consideră că este de **40°C**. Limitele supratemperaturilor admisibile în funcționarea mașinilor electrice răcite cu aer, în funcție de clasa de izolație adoptată, sunt date în tabele.

Condițiile enumerate asigură o funcționare normală a mașinilor electrice, încălcarea acestora conduce nu numai la ieșirea parametrilor funcționali în afara limitelor de toleranțe admise, dar, de cele mai multe ori, la o defectare prematură (de exemplu, supratensiunile produc străpungeri în înfășurări, iar încălzirea peste limita de temperatură admisă poate duce la arderea mașinii).

5. MAȘINI ELECTRICE DE CURENT ALTERNATIV

5.1. NOȚIUNI GENERALE

Mașinile electrice rotative de curent alternativ se împart, din punct de vedere funcțional, în două tipuri: mașini asincrone sau de inducție și mașini sincrone. Teoria generală a acestor mașini prezintă anumite elemente comune cum ar fi: construcția înfășurărilor, producerea câmpului magnetic, producerea cuplului electromagnetic, inducerea tensiunilor electromotoare.

Înfășurările mașinilor de curent alternativ, parcurse de curenți alternativi, creează câmpul magnetic din mașină. Cel mai adesea înfășurările mașinilor electrice pot monofazate sau trifazate (formate din trei înfășurări identice, decalate spațial la 120°). O înfășurare electrică este caracterizată de următoarele elemente de bază:

- a) numărul de faze m ;
- b) numărul de perechi de poli p ;
- c) pasul diametral (pasul polar) y_τ , definit de relația:

$$y_\tau = \frac{\pi D}{2p} \quad (5.1)$$

unde D reprezintă diametrul armăturii feromagnetice în creștăturile căreia este plasată înfășurarea;

- d) numărul de creștături pe pol și fază q ;
- e) numărul de straturi;
- f) felul pasului y_1 al înfășurării.

Se pot realiza înfășurări cu pas diametral ($y_1 = y_\tau$) și înfășurări cu pas scurtat ($y_1 < y_\tau$). Fluxul magnetic și tensiunea electromotoare indusă în înfășurare au valori maxime dacă pasul înfășurării este diametral, însă în acest caz înfășurarea produce în întrefier câmpuri magnetice care au un conținut mai mare de armonici superioare.

Mașina sincronă este o mașină electrică de c.a. cu câmp magnetic învârtitor, la care turația rotorului este egală cu turația câmpului magnetic învârtitor, indiferent de valoarea sarcinii.

Mașina sincronă poate funcționa în regim de generator sau în regim de motor, nefiindu-i caracteristic regimul de frână. Pentru producerea energiei electrice în curent alternativ monofazat sau trifazat, în centralele electrice se utilizează, în majoritatea cazurilor, generatoare sincrone. De asemenea, mașina sincronă poate fi utilizată și în regim de motor sau în regim de compensator sincron (motor sincron supraexcitat funcționând în gol). De regulă, pentru mașina sincronă, inductorul (partea care creează câmpul magnetic) este statorul, iar indusul (partea în care se induce t.e.m.) este rotorul. Acest tip de mașină se numește mașină de construcție normală sau directă. Mai rar, se construiesc și mașini sincrone de construcție inversată, la care inductorul este rotorul și indusul este

statorul. În acest caz, înfășurarea rotorică ar fi prevăzută și cu colector, iar mașina sincronă ar deveni o mașină de c.c.

Mașina asincronă este o mașină rotativă de c.a. la care viteza rotorului, la o frecvență dată a tensiunii rețelei, variază în funcție de sarcină.

Alimentarea mașinilor asincrone se face de la o rețea de curent alternativ, în general polifazătă, de obicei trifazătă, rețelele de curent alternativ trifazat fiind cele mai răspândite prin avantajele pe care le prezintă în exploatare.

Se disting trei regimuri de funcționare ale mașinii asincrone: ca motor, ca generator și ca frână, utilizarea în regim de funcționare ca motor, fiind principala utilizare a mașinii asincrone.

Motorul asincron trifazat este cel mai răspândit tip de motor electric. Prin construcția sa simplă, robustețea în exploatare etc., constituie soluția preferată pentru o acționare electrică. Statistic se constată că aproape **80%** din motoarele electrice folosite în acționări, sunt motoare asincrone trifazate, restul de **20%** fiind motoare sincrone, mașini comutatoare, motoare de curent continuu sau alte tipuri de motoare electrice.

Interacțiunea fluxului inductor și a curentului în înfășurarea indusului produce cuplul electromagnetic între stator și rotor, datorită căruia se învârt rotorul.

Unul din criteriile pentru clasificarea mașinilor asincrone, este prezența colectorului. Mașinile asincrone fără colector se numesc uzual mașini asincrone, în timp ce cele cu colector, se numesc mașini asincrone cu colector.

După cum înfășurarea indusului la mașinile asincrone fără colector are sau nu legături la o placă de borne se definesc următoarele două moduri de construcție a acestor mașini:

- mașini asincrone cu rotorul bobinat;
- mașini asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

În denumirile prezentate anterior, s-a avut în vedere, că de regulă, înfășurarea indusului este dispusă în rotorul mașinii. Deosebirea provine din execuția diferită a înfășurării rotorice, care în primul caz se realizează din bobine repartizate în fazele rotorului și care sunt legate în stea, capetele înfășurării fiind conectate la inele colectoare, iar înfășurarea rotorică având același număr de poli ca și înfășurarea statorică. Această categorie de mașini mai poartă denumirea și de mașini asincrone cu inele colectoare. În al doilea caz, realizarea înfășurării rotorice constă din conductori introduși în creștăturile rotorului și care sunt scurtcircuitați la capete prin două inele de scurtcircuitare. Această înfășurare în scurtcircuit, se poate echivala cu o înfășurare polifazătă.

Motoarele asincrone cu rotorul bobinat se utilizează în situațiile când se urmărește o pornire lină, fără șocuri de curent, la un cuplu de pornire dorit. Aceste motoare se construiesc uzual pentru turații de până la **1500rot/min**, la frecvența de **50Hz**. Motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit se folosesc din ce în ce mai mult în sistemele de acționare electrică, cu turație variabilă, când alimentarea se face de la convertizoare statice de frecvență.

Utilizarea pe scară largă a motoarelor asincrone este justificată de tehnologia de realizare mai simplă și de siguranța în exploatare mai mare față de celelalte mașini electrice.

Motoarele asincrone trifazate se construiesc pentru o gamă foarte largă de puteri, turații și tensiuni (cea mai mare parte se produc în gama de puteri de la **0,25kW** la **400kW**, pentru tensiuni sub **1000V** și în gama de la **400kV** la **1000kW**, pentru tensiuni de până la **10kV**). Motoarele monofazate au, de regulă, puteri de până la **1kW** și tensiuni sub **500V**.

Datele nominale care caracterizează motorul asincron sunt înscrise pe plăcuța indicatoare care este standardizată ca dimensiuni și conținut, în funcție de puterea mașinii și de tipul acesteia.

5.2. GENERATORUL DE CURENT ALTERNATIV

Generatoarele de curent alternativ sunt acele mașini electrice a căror destinație este de a transforma energia mecanică în energie electrică de curent alternativ, fapt pentru care sunt denumite și alternatoare.

Deoarece frecvența tensiunii generate trebuie să se mențină constantă în timp, generatoarele de curent alternativ, fac parte din categoria mașinilor electrice sincrone, frecvența tensiunii generate fiind strict determinată de turație, conform relației:

$$f = \frac{n \cdot p}{60} \quad (5.2)$$

unde **n** reprezintă numărul de rotații pe minut, iar **2p** numărul polilor de excitație.

Principiul general de functionare a generatorului de curent alternativ se bazează pe fenomenul inducției electromagnetice.

În funcție de motorul de antrenare, care furnizează energia mecanică necesară, generatorul de curent alternativ mai poate fi denumit:

- turbogenerator, dacă energia mecanică este asigurată de o turbină cu abur;
- hidrogenerator, dacă energia mecanică este asigurată de către o turbină cu apă;
- dieselgenerator, dacă energia mecanică este asigurată de către un motor diesel.

Din punct de vedere constructiv au în compunerea lor toate elementele de bază relatate în capitolul 4, prezentând particularitatea că înfășurarea de excitație, este alimentată în curent continuu și dispusă pe:

- rotor (mașină sincronă de construcție normală);
- stator (mașină sincronă de construcție inversă).

Numărul perechilor de poli variază în funcție de viteza de rotație a rotorului astfel: dacă sunt mașini sincrone de turație mică, se construiesc cu mai multe perechi de poli și dacă sunt mașini sincrone de turație mare se construiesc de regulă cu o singură pereche de poli și numai în cazuri speciale, cu două sau trei perechi de poli.

În funcție de numărul de faze ale tensiunii generate, în practică, se întâlnesc:

- generatoare de curent alternativ monofazat;
- generatoare de curent alternativ trifazat.

5.2.1. GENERATORUL DE CURENT ALTERNATIV MONOFAZAT

Generatorul de curent alternativ monofazat este aceea mașină electrică, a cărei destinație este de a transforma energia mecanică în energie electrică de curent monofazat.

Prezintă următoarele particularități constructive:

- are de regulă o singură pereche de poli, dispusă pe rotor, deci o singură înfășurare de excitație dispusă pe rotor și ca urmare, colectorul este realizat sub forma a două inele colectoare;
- are o singură înfășurare de ieșire, după care se culege energia de curent alternativ monofazat generată, dispusă pe stator;
- cutia cu borne, are în total patru borne, dintre care două pentru aplicarea tensiunii de excitație și celelalte două, pentru culegerea tensiunii generate.

Funcționarea acestui generator, poate fi explicată după schema electrică, care este reprezentată în figura 5.1.

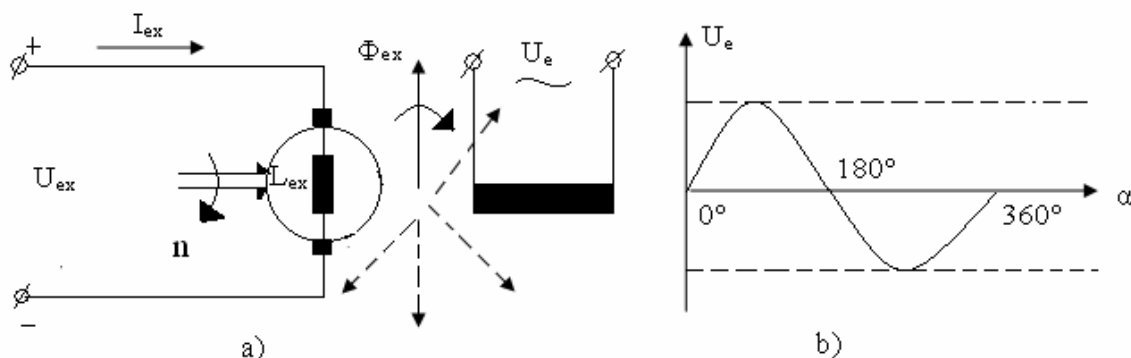


Fig. 5.1 Generatorul de curent alternativ monofazat:
a) schema electrică; b) tensiunea de ieșire

Pentru situația când rotorul nu se rotește ($n = 0$), aplicând tensiunea de excitație, înfășurarea de excitație va fi stăbătită de curentul de excitație (I_{ex}) și ca urmare rezultă un flux magnetic de intensitate constantă (Φ_{ex}) orientat ca în figura 5.1 a. Deoarece fluxul de excitație în această poziție, intersectează un număr mic de spire ale înfășurării de ieșire L_e , în aceasta nu se induce tensiune electromotoare.

Dacă se rotește rotorul o tură completă, sensul fluxului magnetic de excitație se rotește, intersectând sub diferite unghiuri înfășurarea de ieșire și ca urmare, induce în aceasta o tensiune electromotoare, a cărei variație este reprezentată în figura 5.1 b.

Dacă se rotește rotorul cu turația n față de stator, câmpul magnetic al rotorului va fi un câmp magnetic învârtitor, care va induce în înfășurarea statorului o tensiune electromotoare, a cărei valoare efectivă este dată de relația:

$$U_e = 4,44K \cdot N \cdot f \cdot \Phi_{max} \quad (5.3)$$

unde: K este o constantă; N – numărul de spire al înfășurării de ieșire; f – frecvența tensiunii generate, fiind dată de relația (5.2).

Pentru a obține o tensiune generată de curent alternativ cu frecvența constantă, este necesar să se asigure o turație constantă a rotorului mașinii respective. Această categorie de generatoare, are o utilizare mai restrânsă, datorită faptului că, practic, tensiunea alternativă de curent alternativ monofazat se poate obține direct din tensiunea de curent alternativ trifazat.

5.2.2. GENERATORUL DE CURENT ALTERNATIV TRIFAZAT

Generatorul de curent alternativ trifazat este o mașină electrică, destinată a transforma energia mecanică în energie electrică de curent alternativ trifazat.

Are aceeași construcție ca și generatorul de curent alternativ monofazat, numai că pe stator are dispuse trei înfășurări de ieșire, cu parametrii identici, decalate spațial una față de alta cu câte 120° . Ca urmare, cutia cu borne a unei astfel de mașini electrice va avea de regulă opt borne, dintre care: două pentru tensiunea de excitație și șase pentru înfășurările de ieșire.

Cele trei înfășurări de ieșire sunt izolate între ele și față de statorul mașinii pe care sunt dispuse, se numesc faze și de regulă au capetele notate astfel:

A, B, C – capetele de început ale fazelor;

X, Y, Z – capetele de sfârșit ale fazelor.

Realizarea constructivă a unui generator de curent alternativ trifazat se observă mai bine dintr-o secțiune transversală printr-o astfel de mașină electrică, secțiune ce poate fi reprezentată ca în figura 5.2.

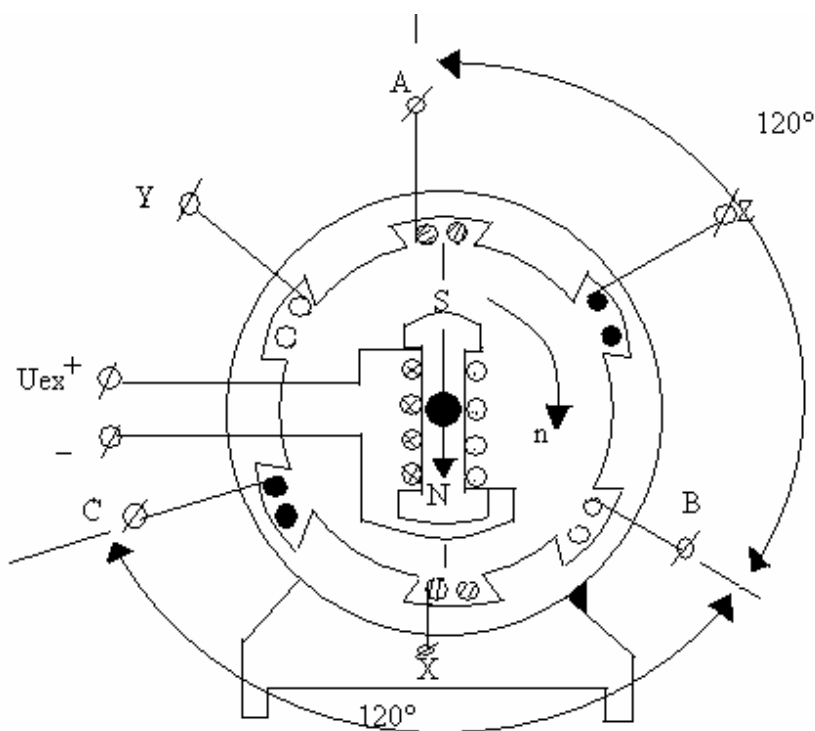


Fig. 5.2 Secțiune transversală prin generatorul de curent alternativ trifazat

În figura 5.2, conductoarele hașurate aparțin fazei A, cele albe aparțin fazei B, iar cele înegrite aparțin fazei C. Înfășurările de pe stator sunt astfel dispuse,

încât între începutul fazei **A** și începutul fazei **B**, să fie un decalaj unghiular de **120°**, la fel, între începutul fazei **B** și începutul fazei **C**.

Conform acestor particularități de construcție, rezultă că funcționarea acestui generator, comparativ cu generatorul de curent alternativ monofazat, se deosebește doar prin faptul că la ieșirea sa se obțin trei tensiuni de curent alternativ defazate între ele cu câte **120°**.

Funcționarea generatorului de curent alternativ trifazat poate fi explicată după schema electrică din figura 5.3.

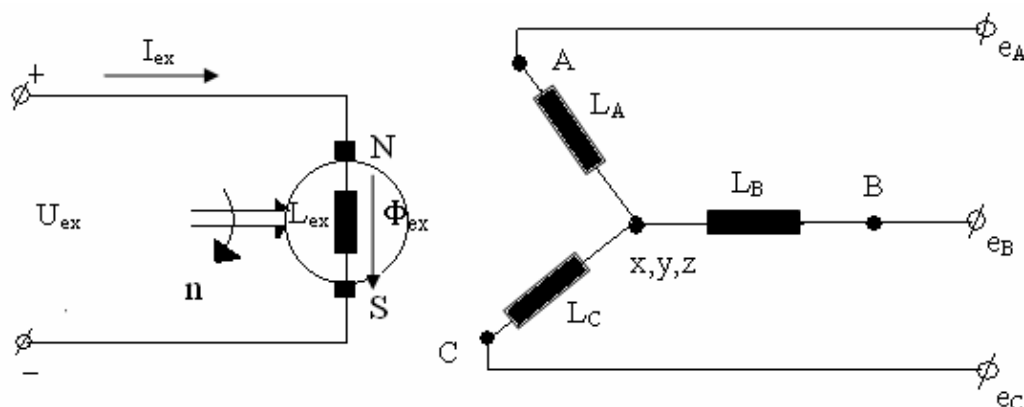


Fig. 5.3 Schema electrică a generatorului de curent alternativ trifazat

Conform celor relatate la funcționarea generatorului de curent alternativ monofazat, rezultă că la aplicarea tensiunii de excitație (U_{ex}), înfășurarea de excitație (L_{ex}), va fi străbătută de curentul de excitație (I_{ex}), datorită căruia apare fluxul magnetic (Φ_{ex}) de intensitate constantă și de orientare conform reprezentării din figura 5.3.

Dacă rotorul nu se rotește ($n = 0$), se observă din figura 5.3 că înfășurările L_A , L_B și L_C sunt intersectate de fluxul magnetic Φ_{ex} sub unghiuri diferite (defazate între ele cu câte **120°**).

Rotind rotorul generatorului, de la **0°** la **360°**, se observă că se modifică doar sensul fluxului de excitație (Φ_{ex}) și ca urmare, fiecare din cele trei înfășurări (L_A , L_B și L_C) vor fi intersectate de Φ_{ex} sub un unghi ce se modifică de la **0°** la **360°**.

Dacă se rotește rotorul cu turația n față de stator, câmpul magnetic al rotorului va fi un câmp magnetic învârtitor și conform principiului inducției electromagnetice, va induce în fiecare înfășurare a statorului câte o tensiune electromotoare, defazate între ele cu câte **120°** (u_{eA} , u_{eB} , u_{eC}).

Valorile instantanee ale celor trei tensiuni electromotoare sunt date de relațiile:

$$u_{eA} = U_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \omega t \quad (5.4)$$

$$u_{eB} = U_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (5.5)$$

$$u_{eC} = U_e \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega t - 240^\circ) \quad (5.6)$$

Diagrama de variație a celor trei tensiuni electromotoare, obținute la bornele de ieșire ale generatorului trifazat, este reprezentată în figura 5.4.

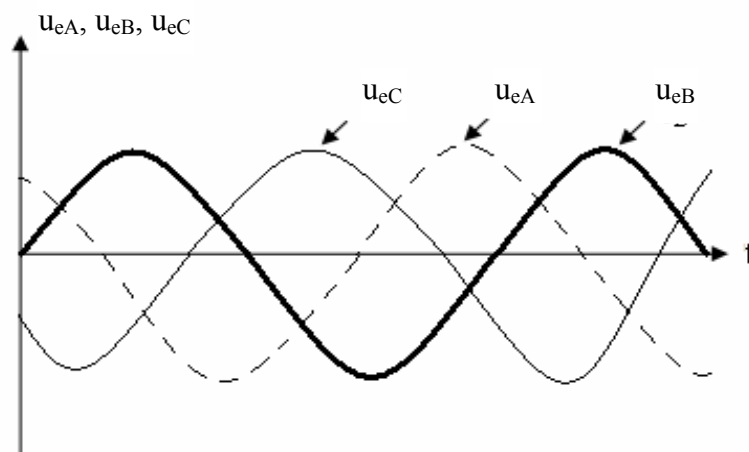


Fig. 5.4 Diagrama de variație a celor trei tensiuni electromotoare generate

În concluzie:

- generatoarele de curent alternativ sunt mașini electrice destinate a transforma energia mecanică în energie electrică de curent alternativ monofazat sau trifazat;
- generatoarele de curent alternativ fac parte din categoria mașinilor electrice sincrone, deoarece frecvența tensiunii generate este sincronă cu viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor;
- generatoarele de curent alternativ prezintă particularitatea că înfășurarea de excitație este dispusă pe rotor și este alimentată în curent continuu.

5.2.3. CARACTERISTICILE GENERATORULUI DE C.A. SINCRON

În cazul unui generator sincron viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor este egală cu viteza de rotație a rotorului:

$$n_1 = n = \frac{60 f}{p} \text{ rot / min} \quad (5.7)$$

Caracteristica de funcționare în gol, $U_{eo} = f(I_e)$, reprezintă dependența tensiunii la borne a generatorului la funcționarea în gol, funcție de curentul I_e din înfășurarea de excitație. Caracteristica se ridică la turație și frecvență constante ($n = \text{const.}$, $f = \text{const.}$) și curent de sarcină nul ($I = 0$).

La funcționarea în gol, tensiunea măsurată la borne este chiar tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea statorică de câmpul magnetic inductor.

Alura caracteristicii de funcționare în gol este reprezentată în figura 5.5. Se observă două curbe, prima curbă (1) fiind ridicată prin mărirea curentului de excitație de la zero la valoarea nominală I_{en} , iar curba a doua (2) prin scăderea curentului de excitație de la valoarea nominală I_{en} la zero.

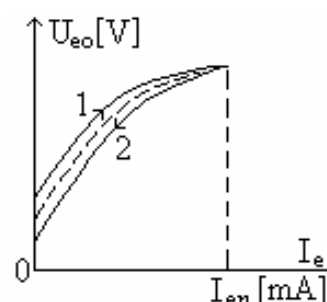


Fig. 5.5 Caracteristica de mers în gol a generatorului sincron

Domeniul cuprins între cele două curbe este determinat de ciclul de histerezis al circuitului magnetic al inductorului.

Caracteristica de mers în gol reprezintă media pe ordonată între cele două ramuri.

Caracteristica externă, $U = f(I)$, reprezintă dependența tensiunii la bornele generatorului funcție de curentul de sarcină I .

Caracteristica se ridică la o valoare constantă a curentului de excitație ($I_e = I_{en} = \text{const.}$), la o turație constantă ($n = n_n = \text{const.}$) și la un factor de putere constant ($\cos\varphi = \text{const.}$).

Alura caracteristicii este dată în figura 5.6 și depinde de tipul sarcinii. La sarcină inductivă și pur rezistivă, alura este descrescătoare, iar pentru sarcină capacitivă, alura este crescătoare.

Caracteristica de reglaj, $I_e = f(I)$, reprezintă dependența curentului de excitație funcție de curentul de sarcină. Caracteristica se ridică pentru o valoare constantă a tensiunii ($U = U_n = \text{const.}$), a factorului de putere ($\cos\varphi = \text{const.}$) și a turației ($n = n_n = \text{const.}$).

Alura caracteristicii este dată în figura 5.7 și depinde de tipul sarcinii. În cazul sarcinii inductive, la creșterea curentului din indus, pentru menținerea tensiunii la borne constantă se va mări curentul de excitație.

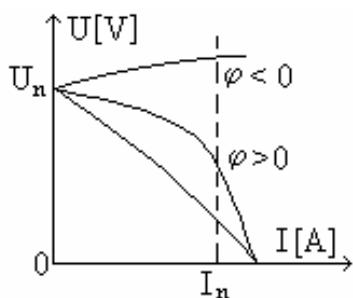


Fig. 5.6 Caracteristica externă a generatorului sincron

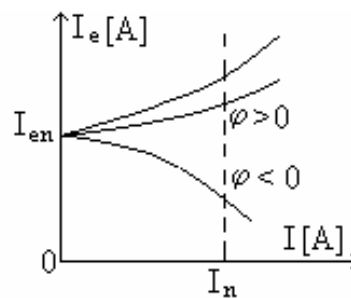


Fig. 5.7 Caracteristica de reglaj a generatorului sincron

În cazul sarcinii capacitive, la creșterea curentului de sarcină, pentru menținerea tensiunii la borne constante, trebuie micșorat curentul de excitație.

Schema electrică a montajului experimental utilizat pentru determinarea caracteristicilor generatorului sincron, este prezentată în figura 5.8.

Elementele montajului experimental prezentat în figura 5.8 au următoarele semnificații: \underline{M} – motor de curent continuu (\underline{Exd} – înfășurarea de excitație derivație); \underline{G} – generator sincron trifazat (\underline{Ex} – înfășurarea de excitație); $\underline{V}_1, \underline{V}_2$ – voltmetre; $\underline{A}_1, \underline{A}_2, \underline{A}_3, \underline{A}_4$ – ampermetre; \underline{Hz} – frecvențmetru; \underline{R}_s – reostat cu becuri; $\underline{R}_{e1}, \underline{R}_{e2}$ – reostate de excitație; \underline{R}_p – reostat de pornire; \underline{B}_v – bobină trifazată cu miez de fier și întrefier variabil; $\underline{U}_1, \underline{U}_2$ – tensiuni continue obținute de la redresorul de tensiune și de la un generator de curent continuu; $\underline{K}_1, \underline{K}_3$ – întreruptoare bipolare; $\underline{K}_2, \underline{K}_4$ – întreruptoare tripolare; $\underline{S}_1, \underline{S}_2$ – siguranțe.

rotorului și scurtcircuitate la capete prin inele de scurtcircuitare (fig. 5.9).

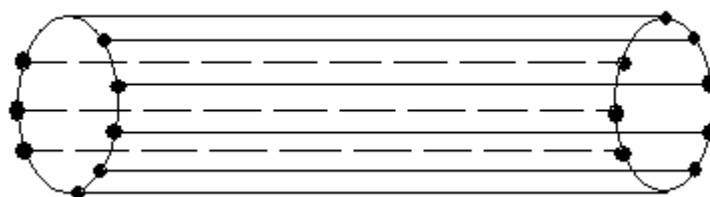


Fig. 5.9 Rotor în scurtcircuit

Rotorul sub această formă se poate obține și prin turnare a metalului respectiv în creștăturile rotorului.

5.3.1. MOTORUL DE CURENT ALTERNATIV MONOFAZAT

În compunerea motorului de curent alternativ monofazat intră:

- statorul pe care este dispusă o singură înfășurare care se conectează la rețeaua monofazată de alimentare;
- rotorul care, de obicei, este în scurtcircuit.

Schema electrică a motorului de curent alternativ monofazat este reprezentată în figura 5.10.

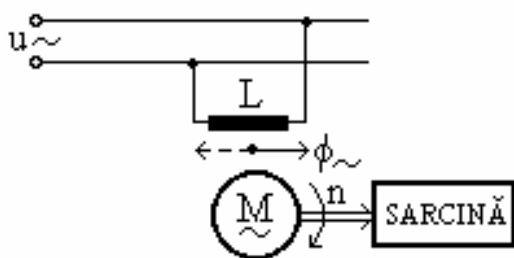


Fig. 5.10 Schema electrică a motorului de curent alternativ monofazat

Înfășurarea statorică, fiind alimentată în curent alternativ monofazat, produce un flux magnetic pulsatoriu în timp și spațiu.

Conform principiului inducției electromagnetice, în barele care reprezintă conductoarele rotorului se induc tensiuni electromotoare alternative, conform relației:

$$u_e = \frac{d\phi}{dt} \quad (5.8)$$

Datorită acestor t.e.m. și a faptului că

barele ce reprezintă conductoarele rotorului sunt scurtcircuitate, acestea vor fi străbătute de curent electric alternativ de inducție și ca urmare apare și un flux magnetic al rotorului, care este tot alternativ însă de fază inversă față de fluxul înfășurării statorice.

Rezultă astfel că în interiorul mașinii există două fluxuri magnetice care interacționează. Deoarece cele două fluxuri magnetice sunt coliniare, între ele nu se manifestă decât o acțiune de însumare și nu o forță electromagnetică.

Ca urmare, motorul de curent alternativ monofazat prezintă dezavantajul că are cuplul de pornire nul, deci nu poate porni. Pentru ca să funcționeze este necesar să i se dea un impuls (un șoc) în direcția de rotație dorită.

Datorită acestui dezavantaj, motorul electric de curent alternativ monofazat are o utilizare relativ restrânsă, de regulă, numai pentru acționarea unor mecanisme de putere relativ mică.

5.3.2. MOTORUL DE CURENT ALTERNATIV BIFAZAT

În compunerea motorului de curent alternativ bifazat, comparativ cu motorul de curent alternativ monofazat, mai intră încă o înfășurare dispusă pe stator, decalată cu $\frac{\pi}{2}$ față de prima și denumită înfășurare suplimentară sau de pornire. Motorul de curent alternativ bifazat se mai numește și motor de c.a. cu bobinaj auxiliar.

Schema electrică simplificată a motorului de curent alternativ bifazat este reprezentată în figura 5.11.

Pentru ca un astfel de motor să funcționeze este necesar ca cele două înfășurări (L_1 – înfășurarea principală și L_2 – înfășurarea auxiliară) să aibă același număr de spire și să fie alimentate cu tensiunile u_1 și u_2 , de aceeași valoare efectivă, dar decalate între ele cu $\frac{\pi}{2}$:

$$u_1 = U_{\max} \sin \omega t \quad (5.9)$$

$$u_2 = U_{\max} \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \quad (5.10)$$

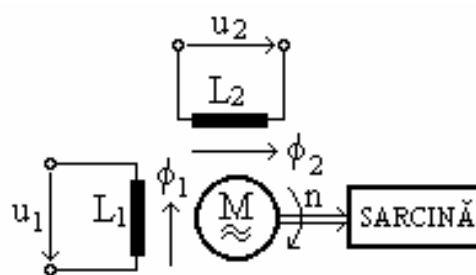


Fig. 5.11 Schema electrică a motorului de curent alternativ bifazat

Cum practic, tensiunea alternativă bifazată nu se produce la scară industrială, alimentarea unui astfel de motor electric se asigură de la o rețea de curent alternativ monofazat utilizându-se următorul artificiu: în serie cu înfășurarea principală se conectează un condensator cu capacitatea de ordinul zecilor de μF (de regulă uscat, de tipul delor cu hârtie).

Cunoscând comportarea condensatoarelor în circuitele de curent alternativ, anume că realizează defazajul cu 90° înainte a curentului față de tensiune, rezultă că variația curentului prin înfășurarea principală va fi defazată cu 90° înaintea variației curentului prin înfășurarea auxiliară, fiind astfel îndeplinite condițiile impuse anterior.

Schema electrică de conectare a unui astfel de motor la rețeaua de curent alternativ monofazat este reprezentată în figura 5.12.

Pentru explicarea funcționării motorului de c.a. bifazat, în figura 5.13 sunt reprezentate variațiile curenților prin cele două înfășurări ale motorului și respectiv, variația fluxului magnetic rezultat. Din figura 5.13 b se observă că fluxul magnetic de excitație este un câmp magnetic învârtitor și pentru succesiunea dată a curenților electrici care străbat înfășurările L_1 și L_2 , sensul de rotație a câmpului magnetic învârtitor este cel reprezentat în figura 5.13 c.

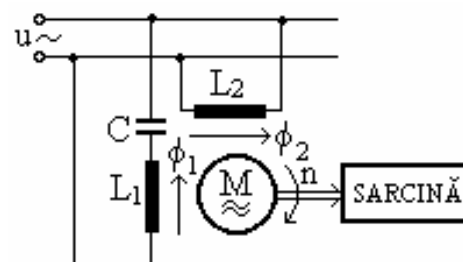


Fig. 5.12 Schema electrică de conectare a unui motor bifazat la rețeaua de c.a. monofazat

Pe scurt, funcționarea motorului de c.a. bifazat poate fi explicată după cum urmează. Înfășurările statorice fiind alimentate de la rețeaua de curent alternativ sunt străbătute de curenții \mathbf{i}_{L_1} și \mathbf{i}_{L_2} ale căror variații sunt reprezentate grafic în figura 5.13 a.

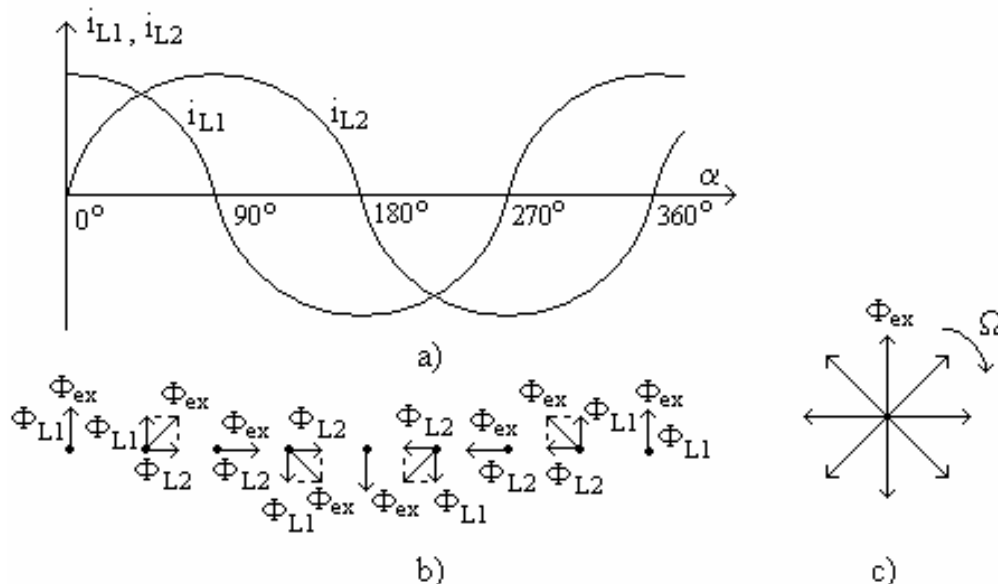


Fig. 5.13 Obținerea câmpului magnetic învârtitor în cazul motorului bifazat de c.a.

Conform principiului inducției electromagnetice, în bornele ce reprezintă conductoarele rotorului se induce o tensiune electromotoare datorită căreia barele vor fi străbătute de curenți electrici induși și ca urmare, apare și un flux magnetic al rotorului.

În fiecare moment de timp, fluxul magnetic al rotorului este de fază inversă față de fluxul magnetic rezultat al statorului, deci tot un flux magnetic învârtitor, dar care este rămas în urmă față de fluxul statoric.

Ca urmare, în interiorul motorului, acționează simultan două fluxuri magnetice decalate unghiular între ele, ceea ce are ca efect apariția unei forțe electromagnetice (cuplul motor), care duce la modificarea poziției rotorului, deci la rotația acestuia.

Viteza de rotație se poate modifica, prin modificarea amplitudinii tensiunii de alimentare, iar sensul de rotație prin inversarea unei faze a tensiunii de alimentare.

Datorită acestor particularități funcționale, motorul de curent alternativ bifazat se utilizează în mod deosebit ca element de execuție în sistemele automate, unde se conectează, de regulă, ca în schema electrică reprezentată în figura 5.14.

Înfășurarea conectată la rețeaua de alimentare prin intermediul condensatorului C poartă denumirea, de regulă, de înfășurare de excitație (L_{ex}), iar înfășurarea suplimentară, poartă denumirea de înfășurare de comandă (L_c) și este alimentată prin intermediul amplificatorului, cu o tensiune electrică care poate fi în fază sau în antifază cu tensiunea de la rețeaua monofazată de c.a. (\mathbf{u}).

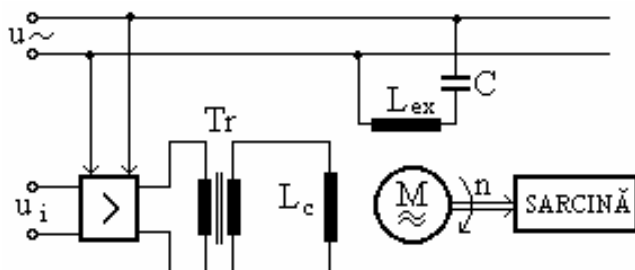


Fig. 5.14 Motorul de c.a. bifazat utilizat ca element de execuție în sistemele automate

Astfel, în funcție de faza tensiunii de intrare (u_i) motorul se va roti într-un sens sau în celălalt sens, iar în funcție de amplitudinea tensiunii de intrare motorul se va roti cu o turație mai mare sau mai mică (pentru $u_i = 0$ motorul nu se rotește).

Transformatorul Tr se utilizează pentru asigurarea autofrânării necesare opririi motorului după încetarea acțiunii tensiunii de intrare. În cazul în care, alimentarea înfășurării de comandă s-ar asigura direct de la ieșirea amplificatorului, după încetarea acțiunii tensiunii de intrare, motorul ar continua să se rotească cu aceeași viteză și în același sens (deoarece se transformă într-un motor de c.a. monofazat căruia i s-a asigura impulsul de pornire) ceea ce ar face ca sistemul în care se utilizează să funcționeze instabil.

Dacă alimentarea înfășurării de comandă se realizează prin transformator, atunci în momentul în care semnalul de intrare tinde să dispară, t.e.m. indusă în înfășurarea secundară a transformatorului tinde să dispară și conform principiului autoinducției, această înfășurare va fi străbătută de un curent de sens invers. Apare astfel un flux magnetic de sens invers (de cealaltă fază) care însumat cu fluxul magnetic al înfășurării de excitație, tinde să rotească rotorul motorului în sens invers mișcării sale de rotație și ca urmare, exercită o acțiune de frânare.

5.3.3. MOTORUL DE CURENT ALTERNATIV TRIFAZAT

Comparativ cu motorul de curent alternativ monofazat, motorul de curent alternativ trifazat prezintă particularitatea că pe stator, are dispuse trei înfășurări, decalate spațial cu un unghi de 120° una față de alta și alimentate de la rețeaua de curent alternativ trifazat.

Înfășurările acestui motor pot fi conectate în stea sau în triunghi.

În schemele electrice, motorul de curent alternativ trifazat, se reprezintă ca în figura 5.15 a, pentru fazele înfășurării statorice conectate în stea și respectiv, figura 5.15 b, pentru fazele înfășurării statorice conectate în triunghi.

Funcționarea motorului asincron trifazat, se bazează pe utilizarea câmpului magnetic învârtitor, produs de curentul alternativ trifazat.

De regulă, se notează cu R, S, T bornele înfășurărilor statorului și cu u_1, u_2 respectiv, u_3 , tensiunile de alimentare, care sunt date de relațiile:

$$u_1 = U_m \cdot \sin \omega t \quad (5.11)$$

$$u_2 = U_m \cdot \sin (\omega t + 120^\circ) \quad (5.12)$$

$$u_3 = U_m \cdot \sin(\omega t + 240^\circ) \quad (5.13)$$

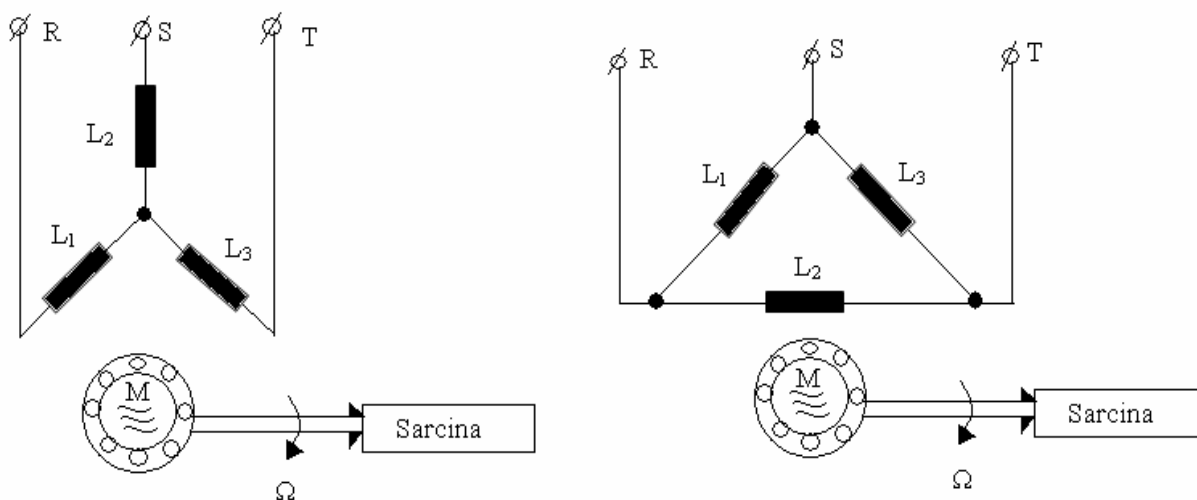


Fig. 5.15 Reprezentarea motorului de curent alternativ trifazat

Pentru explicarea funcționării motorului de c.a. trifazat se consideră o secțiune transversală prin el (fig. 5.16 b) și respectiv, diagramele de variație a tensiunilor de alimentare (fig. 5.16 a).

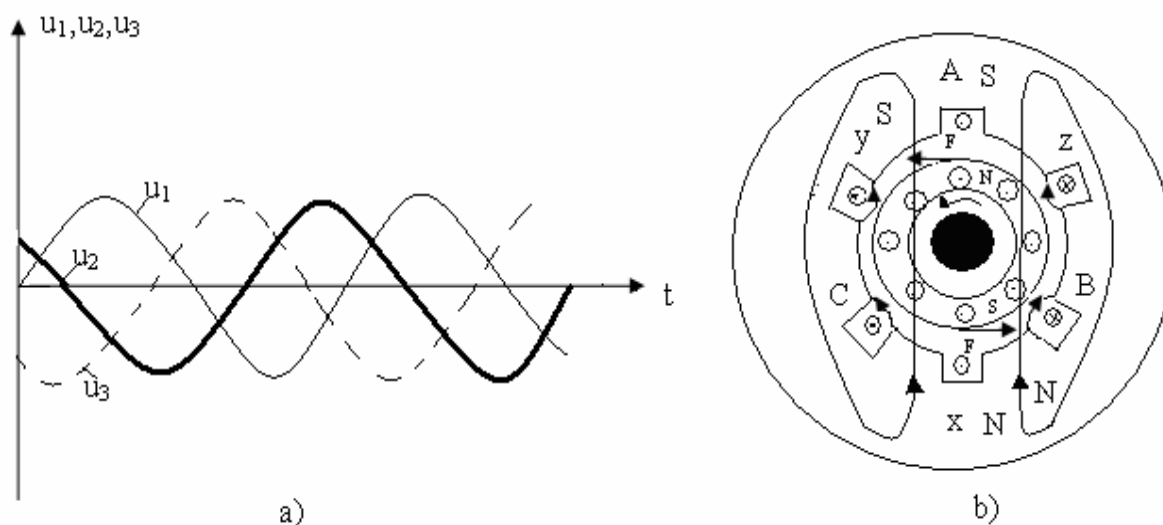


Fig. 5.16 a) Diagramele de variație a tensiunilor de alimentare;
b) Secțiune transversală prin motor

Pentru momentul $t = 0$, se observă din diagrama reprezentată în figura 5.16 a că valorile celor trei tensiuni sunt: $u_1 = 0$; $u_2 > 0$; $u_3 < 0$.

Conform acestei situații rezultă că:

- înfășurarea A nu este străbătută de curent;
- înfășurarea B este străbătută de un curent ce se închide de la capătul B spre capătul Y;
- înfășurarea C este străbătută de un curent ce se închide de la capătul Z către capătul C.

Ca rezultat se obține un flux magnetic al statorului cu sensul reprezentat în figura 5.16 b. Astfel, statorul va fi magnetizat cu polul nord jos (de unde ies liniile de câmp magnetic) și polul sud sus (unde intră liniile de câmp magnetic).

Totodată, acest flux magnetic intersectează și rotorul, și conform principiului inducției electromagnetice, barele de scurtcircuitare vor fi străbătute de curenți de inducție, care vor produce un flux magnetic al rotorului, care îl vor magnetiza cu polaritate inversă, deci polul nord al rotorului în partea de sus, iar polul sud al rotorului în partea de jos.

Astfel, între stator și rotor se manifestă acțiunea a doi poli magnetici de nume contrar, deci acțiune de atragere.

Cum, în momentul imediat următor, datorită modificării amplitudinilor celor trei tensiuni de alimentare a motorului se modifică și poziția polilor **N** și **S** ai statorului, prin acțiunea de atragere poli **S** și **N** ai rotorului vor tinde să ocupe o aceeași poziție cu polii statorului, rezultând o acțiune asupra rotorului cu o forță electromagnetică **F**, cu sensul reprezentat în figura 5.16 b.

Deoarece asupra rotorului acționează permanent un cuplu de forțe electromagnetice (fig. 5.16 b), a cărui orientare se modifică odată cu modificarea polilor magnetici ai statorului, rezultă că rotorul va executa o mișcare de rotație, în sensul reprezentat în figură.

Schimbarea sensului de rotație a motorului de curent alternativ trifazat, se poate realiza prin inversarea sensului de rotație a câmpului magnetic învârtitor al statorului. Aceasta se obține prin schimbarea între ele a două faze ale tensiunii de alimentare, de exemplu tensiunea **u₂** se aplică înfășurării **C**, iar **u₃** se aplică înfășurării **B**.

Viteza de rotație a acestor categorii de motoare se poate modifica prin intermediul unor instalații complexe, fapt ce face ca motoarele de curent alternativ trifazat să fie utilizate, de regulă, doar în acele instalații unde nu se cere modificarea vitezei de rotație. Motoarele de curent alternativ trifazat au viteze de rotație constante, pentru o construcție dată, deoarece aceasta este funcție numai de numărul perechilor de poli, asigurați prin construcție.

Datorită simplității constructive și de întreținere, această categorie de motoare electrice are cea mai largă utilizare practică.

5.3.4. PUTERILE, PIERDERILE ȘI RANDAMENTUL MOTORULUI

La funcționarea în sarcină a motorului asincron trifazat, înfășurarea statorică absoarbe de la rețeaua de alimentare puterea activă:

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos \varphi_1 = \sqrt{3} U_1 I_1 \cos \varphi \quad (5.14)$$

O parte din această putere se pierde prin efect Joule-Lenz în înfășurarea statorică (pierderi în cuprul statoric), $p_{Cu1} = 3R_1 I_1^2$.

În circuitul magnetic al statorului apar și pierderi în fier p_{Fe1} (pierderi prin histerezis magnetic și prin curenți turbionari), datorită câmpului magnetic învârtitor rezultat.

Diferența dintre puterea activă primită P_1 și pierderile p_{Cu1} și p_{Fe1} , reprezintă puterea transmisă din stator în rotor prin intermediul câmpului magnetic învârtitor din întrefier, numită putere electromagnetică, P :

$$P = P_1 - (p_{Cu1} + p_{Fe1}) \quad (5.15)$$

În rotor apar pierderi prin efect Joule-Lenz, în înfășurarea sau colivia rotorică (pierderi în cuprul rotoric), $p_{Cu2} = 3R_2 I_2^2$ și pierderi în fierul circuitului magnetic rotoric p_{Fe2} . Deoarece frecvența curenților rotorici f_2 este mult mai mică decât frecvența curenților statorici f_1 , ($f_2 = 0,05f_1$), pierderile în fierul rotoric se pot neglija.

Diferența dintre puterea electromagnetică și pierderile în cuprul rotoric reprezintă puterea mecanică totală P_M :

$$P_M = P - p_{Cu2} \quad (5.16)$$

În funcționarea motorului asincron mai apar și pierderi mecanice p_m , prin frecări mecanice în lagăre, pierderi prin ventilație p_v și pierderi suplimentare p_s .

Puterea mecanică utilă la arborele motorului asincron se obține din puterea mecanică totală P_M scăzând pierderile mecanice, prin ventilație și cele suplimentare:

$$P_2 = P_M - (p_m + p_v + p_s) \quad (5.17)$$

Randamentul motorului asincron se definește ca raportul dintre puterea mecanică la arbore și puterea activă absorbită de înfășurarea statorică:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + p_{Cu1} + p_{Fe1} + p_{Cu2} + p_m + p_v + p_s} = \frac{P_1 - \sum p}{P_1} \quad (5.18)$$

Randamentul nominal al motoarelor asincrone trifazate de putere medie (10...100kW) este cuprins între 85...92%, iar la puteri mai mici poate să scadă sub 75%.

5.3.5. CUPLUL ELECTROMAGNETIC AL MOTORULUI ASINCRON

Din relația (5.16) rezultă:

$$p_{Cu2} = P - P_M = M(\Omega_1 - \Omega) = s \cdot M \cdot \Omega_1 = s \cdot P \quad (5.19)$$

unde Ω_1 și Ω sunt viteza unghiulară a câmpului magnetic învârtitor, respectiv a rotorului, iar M este cuplul electromagnetic al mașinii.

Cuplul electromagnetic al mașinii asincrone este dat de relația:

$$M = \frac{p_{Cu2}}{s \cdot \Omega_1} = \frac{3R_2 I_2^2}{s \cdot \Omega_1} \quad (5.20)$$

Dacă se înlocuiește valoarea curenților rotorici în funcție de parametrii mașinii, rezultă următoarele: cuplul electromagnetic este proporțional cu tensiunea de alimentare la pătrat, este invers proporțional cu frecvența tensiunii de alimentare și depinde de alunecare. Prin derivarea expresiei cuplului electromagnetic în raport cu alunecarea și anularea ei, se obțin două valori ale alunecării pentru care derivata se anulează, deci cuplul electromagnetic prezintă un maxim și un minim. Aceste

valori extreme sunt proporționale cu tensiunea de alimentare la pătrat și cu numărul de perechi de poli, sunt invers proporționale cu frecvența tensiunii de alimentare și nu depind de valoarea rezistenței rotorice:

$$M \approx \frac{U^2 p}{f_1} \quad (5.21)$$

Alunecările s_m la care se produc cuplurile maxim și minim sunt direct proporționale cu rezistența rotorică:

$$s_m \approx R_2 \quad (5.22)$$

La motoarele de puteri medii și mari, există relația lui Kloss, relație între cuplul electromagnetic M la alunecarea s și cuplul maxim M_m care se produce la alunecarea s_m :

$$M = \frac{2M_m}{\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s}} \quad (5.23)$$

Pe baza relației (5.23) se poate trasa dependența cuplului electromagnetic de alunecare. Pentru alunecări mici, $s \ll s_m$, raportul s/s_m se poate neglija și relația (6.23) devine:

$$M = 2M_m \frac{s}{s_m} = k_1 s \quad (5.24)$$

care reprezintă o dreaptă ce trece prin origine, deci cuplul variază proporțional cu alunecarea. La alunecări mari, $s \gg s_m$, raportul s_m/s se poate neglija și relația (6.23) devine:

$$M = 2M_m \frac{s_m}{s} = \frac{k_2}{s} \quad (5.25)$$

care reprezintă o hiperbolă echilaterală.

În cazul regimului de funcționare ca motor, alunecarea $s \in (0,1)$ și cuplul electromagnetic este pozitiv. Mașina primește putere electromagnetică de la rețea ($P_1 = M \cdot \Omega_1 > 0$) și debitează putere mecanică pe la arbore ($P_2 = M \cdot \Omega > 0$).

În cazul regimului de funcționare ca generator, alunecarea $s < 0$ și cuplul electromagnetic este negativ. Mașina trebuie să fie antrenată de către un motor primar la o turație mai mare decât turația de sincronism, $n > n_1$. În acest caz alunecarea devine negativă, cuplul motor devine negativ (cuplu rezistent), iar mașina debitează energie electromagnetică rețelei și absoarbe energie mecanică de la motorul de antrenare.

În cazul regimului de funcționare ca frână electromagnetică, alunecarea $s > 1$ și cuplul electromagnetic este pozitiv. Acest lucru se poate întâlni dacă rotorul este antrenat în sens invers câmpului electromagnetic învârtitor ($n < 0$, $s > 1$). În acest caz mașina primește energie electromagnetică de la rețea și energie mecanică pe la arbore pe care le transformă în energie calorică în înfășurarea rotorică. Cuplul motor are sens inver sensului de rotație a rotorului.

Cuplul electromagnetic maxim în regim de motor M_m se mai numește și cuplu de răsturnare, deoarece pentru $s \in (s_m, 1)$ motorul nu mai funcționează stabil.

Alunecarea nominală s_n , este alunecarea la care motorul dezvoltă cuplul electromagnetic nominal M_n . Ea depinde de puterea nominală a motorului. La motoarele asincrone normale cu puteri de **1...1000kW**, alunecarea nominală este de **6...1%**, iar pentru motoarele cu puteri mai mari, alunecarea nominală scade sub **1%**.

5.3.6. CARACTERISTICILE MOTORULUI ASINCRON

Cele mai importante caracteristici ale motorului asincron sunt următoarele: caracteristica cuplu funcție de alunecare, $M = f(s)$; caracteristica factorului de putere, $\cos\varphi_1 = f(P_2)$; caracteristica randamentului, $\eta = f(P_2)$ și caracteristica mecanică $n = f(M)$.

Ecuția (5.23) mai poate fi scrisă și sub forma următoare:

$$M = K_1 \frac{s}{a + bs^2} \quad (5.26)$$

unde **a** și **b** sunt niște coeficienți care depind de parametrii mașinii.

Dacă parametrii mașinii nu depind de curent, cuplul variază cu pătratul tensiunii fazei statorice. Dependența $M = f(s)$ este mai complicată și ea este reprezentată de curba din figura 5.17.

Alunecare procentuală se calculează cu relația:

$$s_{\%} = \frac{n_1 - n}{n_1} 100 \quad (5.27)$$

unde n_1 este viteza de rotație a câmpului magnetic învârtitor al statorului, iar n – viteza de rotație a rotorului.

La o anumită valoare a alunecării, s_m , se ajunge la o valoare maximă a cuplului, care mai poartă denumirea și de cuplu de răsturnare. Cuplul de răsturnare al motorului împarte regiunile de funcționare a motorului în două domenii:

1. domeniul stabil, $s < s_m$;
2. domeniul instabil, $s > s_m$.

Dacă motorul este încărcat peste valoarea corespunzătoare a lui M_m , atunci acesta se oprește. Pentru alunecarea procentuală $s = 100$, se obține valoarea cuplului de pornire M_p .

Cunoscând cuplul corespunzător puterii nominale a mașinii, M_n , dat de relația $M_n = 9653 P/n_n$ [Nm], valorile **P** în **kW** și n_n în **rot/min** fiind înscrise pe plăcuța mașinii, se pot determina cifrele caracteristice de cuplu ale mașinii și anume: M_m/M_n și M_p/M_n . Aceste cifre sunt o măsură pentru posibilitățile de supraîncărcare ale motorului, adică M_m/M_n și o indicație pentru posibilitățile de pornire ale motorului când pornirile se fac sub existența unui cuplu rezistent al sarcinii (M_p/M_n). Deoarece cuplul electromagnetic se exercită atât asupra statorului cât și asupra rotorului, rezultă că măsurând cuplul exercitat asupra statorului se poate determina și cel exercitat asupra rotorului. Măsurarea cuplului se face prin măsurarea forței de la extremitatea unei tije rigid legate cu statorul motorului, măsurarea forței realizându-se cu ajutorul unui comparator cu resort (fig. 5.18).

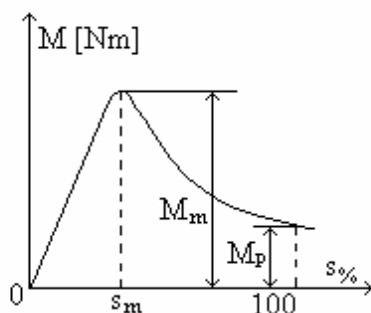


Fig. 5.17 Caracteristica cuplu funcție de alunecare la un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit

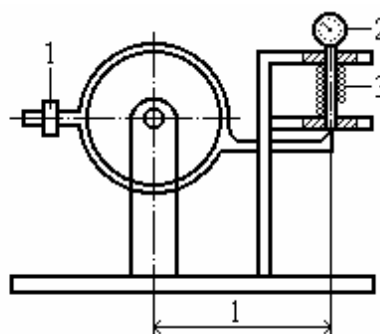


Fig. 5.18 Motor asincron trifazat dublu suspendat pentru ridicare caracteristicii $M = f(s)$; 1 - comparator; 2 - greutate de suspendare; 3 - resort

Măsurând forța F și cunoscând lungimea l , se determină cuplul $M = Fl$. Dependența dintre deformația resortului și forță se ia din curba de etalonare a resortului. Lungimea brațului de pârghie este de $l = 0,28m$, deci cuplul va fi: $M = 0,28F$ [Nm]. Motorul de încercare este cuplat elastic cu un alt motor asincron, care servește la încărcarea acestuia. Încărcarea se face prin alimentarea cu curent continuu pe două faze statorice (funcționează ca o frână electromagnetică). Viteza de rotație se măsoară cu ajutorul tahometrului.

Trebuie remarcat că din cauza oscilațiilor întregului sistem, acul comparatorului oscilează, astfel încât practic se vor măsura limitele în care oscilează acul și se va lua media lor, α_{med} . Reglarea sarcinii motorului se efectuează prin reglarea tensiunii redresorului și cu ajutorul unui reostat.

Caracteristica factorului de putere, $\cos\varphi_1 = f(P_2)$, reprezintă dependența factorului de putere statoric de puterea mecanică utilă la arborele motorului, la tensiune de alimentare statorică constantă și frecvență de alimentare constantă. Motoarele asincrone sunt receptoare cu un caracter inductiv și au factorul de putere nominal cuprins între **0,83** și **0,89** pentru motoarele de putere medii și mai scăzut la motoarele de puteri mai mici.

Din figura 5.19 (curba 1), se observă că la funcționarea în gol sau cu sarcină redusă, factorul de putere are valori mici, fiind cuprinse între **0,15...0,3**, ceea ce constituie un dezavantaj al motorului asincron, acesta contribuind în acest caz la înrăutățirea factorului de putere al instalațiilor.

Caracteristica randamentului, $\eta = f(P_2)$, reprezintă dependența randamentului η de puterea mecanică utilă P_2 la arborele mașinii, la tensiune de alimentare constantă, $U_1 = U_{1n}$, și frecvență de alimentare constantă, $f_1 = f_{1n}$.

Din relația (5.18) rezultă că randamentul motorului asincron depinde de pierderile care apar la funcționarea sa. Forma caracteristicii randamentului este dependentă de modul în care variază pierderile cu sarcina motorului. Pierderile mecanice p_m ca și pierderile în fier p_{Fe} sunt practic independente de sarcina motorului. Pierderile în cuprul înfășurărilor p_{Cu1} și p_{Cu2} ca și pierderile suplimentare p_s , sunt proporționale cu pătratul curenților din înfășurări, deci sunt dependente de sarcină.

Randamentul prezintă un maxim pentru o putere utilă mai mică decât cea nominală, deoarece motoarele sunt rar utilizate la puterea nominală (fig. 5.19 curba 2).

Caracteristica mecanică naturală, $n = f(M)$, reprezintă dependența turației motorului asincron n de cuplul electromagnetic M , la tensiunea de alimentare a statorului, $U_1 = U_n = \text{const.}$ și frecvența tensiunii de alimentare, $f_1 = f_n = \text{const.}$, în circuitele statoric și rotoric nefiind introduse rezistențe suplimentare. Această caracteristică se deduce din caracteristica cuplului electromagnetic funcție de alunecare, $M = f(s)$, fiind rotită cu 90° față de aceasta din urmă și având originea deplasată.

Caracteristica mecanică naturală a motorului asincron (fig. 5.20) este o caracteristică mecanică rigidă deoarece variația turației n de la gol la sarcină este foarte mică (**1...6%**). Datorită acestei proprietăți, motorul asincron este utilizat în acționările care cer turații aproximativ constante (pompe, mașini unelte, compresoare, ventilatoare etc.).

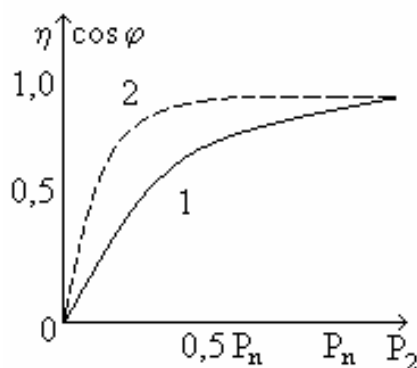


Fig. 5.19 Caracteristicile:
1) factorul de putere; 2) randamentul

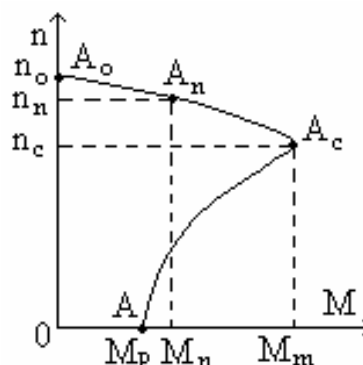


Fig. 5.20 Caracteristica mecanică
naturală

Pe caracteristica mecanică există câteva puncte importante: punctul de mers în gol A_0 , care are cuplul electromagnetic nul și turația $n_0 \cong n_1$; punctul de funcționare nominal A_n , care are cuplul electromagnetic M_n și turația nominală $n_n = (1 - s_n)n_1$; punctul critic A_c care are cuplul electromagnetic egal cu cuplul electromagnetic maxim M_m și turația $n_c = (1 - s_m)n_1$; punctul de pornire A_p , care are cuplul electromagnetic egal cu cuplul de pornire M_p și turația nulă.

Deoarece cel puțin unul dintre parametrii electrici sau magnetici ai motorului asincron diferă de valoarea sa nominală, sau se introduc rezistențe suplimentare în circuitele statoric sau rotoric, caracteristicile obținute se numesc caracteristici artificiale.

Există diferite caracteristici mecanice artificiale obținute prin modificarea tensiunii de alimentare, frecvenței de alimentare sau rezistenței circuitului rotoric. În ultimul caz, cuplul maxim se menține practic constant, alunecarea critică s_m variază proporțional cu rezistența circuitului rotoric, iar rigiditatea caracteristicii reostatice scade cu creșterea rezistenței rotorice. Pe baza caracteristicilor mecanice artificiale se poate regla turația motorului asincron.

Schema electrică a montajului experimental utilizat pentru determinarea caracteristicii cuplu funcție de alunecare și caracteristicii mecanice la un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit, este prezentată în figura 5.21.

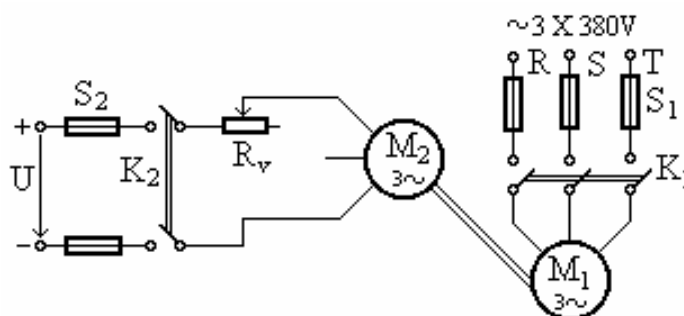


Fig. 5.21 Schema electrică pentru determinarea caracteristicii cuplu funcție de alunecare și caracteristicii mecanice la un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit

Elementele montajului experimental au următoarele semnificații: M_1 – motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit (de încercat); M_2 – motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit (de frânare); R_v – reostat; U – tensiunea continuă obținută de la un redresor; K_1 – întreruptor tripolar; K_2 – întreruptor bipolar; S_1 , S_2 – siguranțe.

5.3.7. PORNIREA MOTORULUI ASINCRON

Prin cuplarea înfășurării statorice la rețeaua de alimentare, rotorul fiind imobil, curentul statoric absorbit la pornire are valori mari, $I_p = (5...8)I_n$, iar cuplul de pornire va avea valori mici. La motoarele asincrone normale, alunecarea critică s_m corespunzătoare cuplului maxim M_m este de $5...20\%$, iar alunecarea nominală s_n de $1...6\%$. Din acest motiv cuplul de pornire, la $s = 1$, este mic în comparație cu cuplul maxim. Prin neglijarea raportului s_m/s , la $s = 1$, rezultă din relația (6.23) cuplul de pornire:

$$M_p = 2M_m s_m \quad (5.28)$$

Cuplul de pornire variază între $(10...40\%)$ din cuplul maxim M_m , respectiv $(25\%...65\%)$ din cuplul nominal M_n .

Astfel, rezultă că la pornire, trebuie luate măsuri de limitare a curentului de pornire I_p (lucru impus de rețeaua de alimentare) și de asigurare a unui cuplu de pornire corespunzător (impus de mașina antrenată).

Modul de pornire a motoarelor asincrone depinde de tipul constructiv al motorului și de puterea lui. Motoarele cu puteri mai mici de 10kW pot porni direct prin cuplarea lor la rețeaua de alimentare.

Pornirea motorului asincron cu rotorul bobinat

Pentru a micșora curentul la pornire și pentru a mări cuplul de pornire, la motoarele cu rotorul bobinat, se înscriază un reostat de pornire în circuitul rotoric prin intermediul inelelor și periilor. Reostatul este constituit din trei rezistențe

reglabile, câte una pentru fiecare fază. La pornire, maneta reostatului este pe poziția de rezistență maximă, iar pe măsură ce motorul se turează, se micșorează rezistența reostatului până la scurtcircuitarea sa completă, motorul funcționând în continuare pe caracteristica mecanică normală. La pornire se cere o variație a cuplului electromagnetic între două valori, una maximă M_{pmax} și una minimă M_{pmin} . Rezistențele treptelor reostatului de pornire se pot dimensiona ținând seama că la un cuplu electromagnetic dat, alunecarea este proporțională cu rezistența circuitului rotoric ($R_2 + R_p$).

Reostatele de pornire sunt confecționate de obicei din rezistoare metalice și au mai multe trepte de rezistențe care sunt scurtcircuitate pe rând odată cu turarea motorului, sau sunt rezistoare lichide, la care modificarea rezistenței se poate face prin modificarea suprafeței de contact dintre electrozi și lichid.

Motorul asincron cu rotorul bobinat pornit cu ajutorul unui reostat de pornire înseriat la înfășurarea rotorică, are caracteristici de pornire bune, cuplul dezvoltat de motor fiind menținut la valori ridicate pe perioada pornirii, ceea ce duce la o pornire rapidă și face posibilă pornirea în sarcină a motorului.

Pornirea motorului asincron cu rotorul în scurtcircuit

Motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit nu pot porni prin înserierea unui reostat de pornire în circuitul rotoric. Motoarele cu puteri nominale mai mici de **10kW** pot porni prin cuplarea directă la rețeaua de alimentare. Curentul absorbit la pornire are valori mai mari decât curentul nominal dar suficient de mici ca să nu perturbe funcționarea altor consumatori. Cuplul electromagnetic dezvoltat de motor la pornirea directă este comparabil cu cuplul nominal.

În cazul motoarelor asincrone cu rotorul în scurtcircuit de puteri mai mari de **10kW**, cuplul dezvoltat la pornire este mic datorită rezistenței rotorice mici (respectiv alunecării critice s_m reduse), iar curentul absorbit are valori ridicate, producând căderi mari de tensiune în rețeaua de alimentare, lucru ce provoacă perturbări în funcționarea altor consumatori. În consecință, se impune luarea de măsuri pentru mărirea cuplului de pornire și a limitării curentului de pornire.

Pentru mărirea cuplului de pornire se construiesc motoare cu rotoare de construcție specială, respectiv rotoare cu bare înalte sau cu dublă colivie.

Pentru limitarea curentului absorbit se utilizează reducerea tensiunii de alimentare. În acest scop se pot utiliza trei metode: pornirea cu comutator stea-triunghi, pornirea cu autotransformator și pornirea prin mărirea impedanței circuitului statoric.

Pornirea stea-triunghi se utilizează la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit ale căror înfășurări statorice funcționează normal conectate în triunghi, având puteri nominale de până la **200kW** și tensiuni de linie mai mici de **3kV**. La pornire, se utilizează un comutator care la pornire este pus pe poziția ce realizează conexiunea stea a înfășurării statorice. În acest caz tensiunea de alimentare a înfășurării este tensiunea de fază, a cărei valoare este de $\sqrt{3}$ ori mai mică decât tensiunea normală de alimentare în triunghi, care este tensiunea de linie. Acest lucru face să se micșoreze curentul de linie absorbit și cuplul de pornire de **3** ori, față de valorile corespunzătoare alimentării în triunghi.

La conexiunea stea, curenții de fază sunt egali cu curenții de linie:

$$I_{1*} = I_{f*} = \frac{U_f}{Z} = \frac{U_1}{\sqrt{3}Z} \quad (5.29)$$

unde Z reprezintă impedanța unei faze statorice.

La conexiunea triunghi, tensiunile de linie sunt egale cu tensiunile de fază, iar curenții de linie sunt de $\sqrt{3}$ ori mai mari decât curenții de fază:

$$I_{1\Delta} = \sqrt{3} I_{f\Delta} = \sqrt{3} \frac{U_{f\Delta}}{Z} = \sqrt{3} \frac{U_1}{Z} \quad (5.30)$$

Din relațiile (5.29) și (5.30) rezultă:

$$\frac{I_{1*}}{I_{1\Delta}} = \frac{U_1}{\sqrt{3}Z} \cdot \frac{Z}{\sqrt{3}U_1} = \frac{1}{3} \quad (5.31)$$

Din relația (5.31) se observă că valorile efective ale curenților de linie absorbiți de motor la conexiunea stea sunt de trei ori mai mici decât curenții de linie absorbiți de motor la conexiunea triunghi. Cu micșorarea tensiunii de alimentare de $\sqrt{3}$ ori, se va micșora și cuplul de pornire de 3 ori, ceea ce face ca motorul să nu poată porni decât cu sarcină redusă. După ce turația motorului a ajuns apropiată de cea nominală, comutatorul este trecut pe poziția triunghi, realizând conexiunea triunghi a înfășurării statorice. Motorul este alimentat în continuare la tensiunea nominală de linie a rețelei și funcționează pe caracteristica mecanică naturală.

Pornirea cu autotransformator. La această metodă se utilizează pe perioada pornirii un autotransformator trifazat reglabil și coborâtor de tensiune, care permite alimentarea înfășurării statorice cu o tensiune redusă la $(0,5...0,7)U_{1n}$, în funcție de valoarea curentului, respectiv a cuplului de pornire dorit. În continuare, după turarea motorului, se ridică valoarea tensiunii de alimentare până se ajunge la valoarea nominală. Deoarece tensiunea de alimentare este scăzută ($U_1 = kU_{1n}$) cu $k = 0,5...0,7$, curentul și cuplul de pornire variind pătratic cu tensiunea aplicată motorului, vor avea valorile:

$$I_p = k^2 I_{pn}, \quad M_p = k^2 M_{pn} \quad (5.32)$$

adică $(0,25...0,45)$ din valorile nominale respective.

Pornirea prin mărirea impedanței circuitului statoric. La pornire cu această metodă se intercalează pe perioada pornirii în circuitul statoric 3 rezistoare identice (pentru motoarele de puteri mici), sau 3 bobine cu reactanță identice (pentru motoarele de puteri mari). Curentul de pornire va produce căderi de tensiune pe rezistoare, respectiv pe bobinele de reactanță, tensiunea aplicată înfășurării statorice reducându-se. După terminarea pornirii, rezistoarele, respectiv, bobinele de reactanță se scurtcircuitează cu ajutorul unui întreruptor trifazat.

5.3.8. REGLAREA TURAȚIEI MOTORULUI ASINCRON

Motoarele asincrone sunt utilizate în acționările electrice care cer turații constante. Sunt însă cazuri în care se cere modificarea turației motorului în anumite

limite, iar din considerente tehnice sau economice se impune folosirea motoarelor asincrone.

Turația motorului asincron este dată de relația:

$$n = (1-s)n_1 = \frac{60f_1}{p}(1-s) \quad (5.33)$$

care arată că turația poate fi variată prin modificarea numărului de perechi de poli p , a frecvenței tensiunii de alimentare f sau a alunecării s .

Reglarea turației prin modificarea numărului de perechi de poli

Această metodă permite modificarea turației în trepte și se utilizează în special la motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit. Statorul motorului este prevăzut cu o înfășurare specială cu prize mediane, care permite modificarea numărului de perechi de poli p prin schimbarea conexiunilor secțiunilor înfășurărilor cu ajutorul unui comutator. Se construiesc și motoare cu două înfășurări statorice având numere de perechi de poli diferite. În figura 5.22 este redat principiul de modificare a numărului de perechi de poli în raportul **2:1**, prin modificarea conexiunilor secțiunilor înfășurărilor. S-au reprezentat cele două secțiuni ale unei faze statorice, care în figura 5.22 a) sunt conectate în serie, iar în figura 5.22 b) sunt conectate în paralel, modificându-se astfel numărul de perechi de poli p de la 2 la 1.

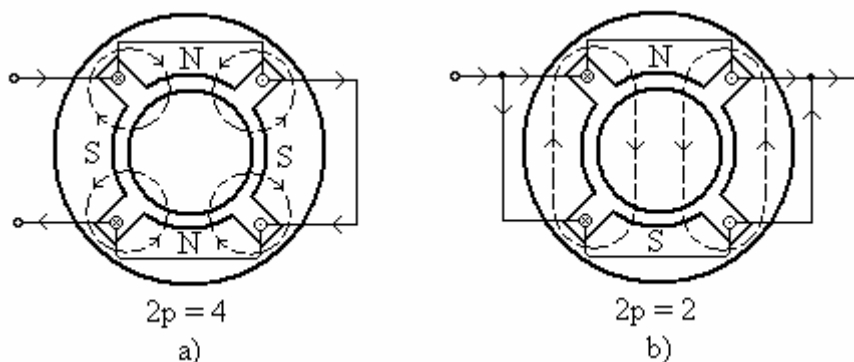


Fig. 5.22 Modificarea numărului de perechi de poli

Această metodă prezintă dezavantajul că reglarea turației se face în trepte și costul motorului este mai mare decât la motoarele obișnuite. Metoda are avantajul că nu apar pierderi suplimentare de putere.

Reglarea turației prin modificarea frecvenței tensiunii de alimentare

Această metodă necesită o instalație specială de alimentare cu tensiunea și frecvența reglabile. Prin modificarea în mod continuu a frecvenței de alimentare f_1 , se obține o variație continuă a turației în limite largi, fără a se produce pierderi suplimentare de putere.

Pentru a se obține tensiuni cu frecvența variabilă se utilizează convertizoare rotative sau convertizoare statice cu tiristoare. Convertizoarele statice de frecvență cu tiristoare au un randament ridicat, siguranță în funcționare, volum redus, întreținere ușoară, silențiozitate, lipsă de inerție și o comandă cu puteri mici prin dispozitive fără contacte.

Reglarea turației prin modificarea alunecării

Variația alunecării s se poate face prin modificarea tensiunii de alimentare, prin modificarea rezistenței circuitului rotoric sau prin modificarea puterii circuitului rotoric.

Prin scăderea tensiunii de alimentare, cuplul maxim M_m scade proporțional cu pătratul tensiunii (rel. 6.21), alunecarea critică s_m rămânând constantă. Pentru un cuplu de sarcină constant M_s , turația motorului scade cu scăderea tensiunii de alimentare. Pentru o variație a tensiunii cu **10%**, turația rotorului scade cu **2%**, iar capacitatea de supraîncărcare a motorului cu **20%**.

Extinderea domeniului de reglaj a turației prin modificarea tensiunii de alimentare se poate realiza la motoare cu rotorul bobinat, prin introducerea în circuitul rotoric a unui reostat, ceea ce duce la mărirea alunecării critice (rel 6.22). Procedul de modificare a tensiunii de alimentare prezintă dezavantajul unui randament scăzut, datorită pierderilor suplimentare prin efect Joule-Lenz care apar în reostatul intercalat în circuitul rotoric.

Metoda reglării turației prin modificarea tensiunii de alimentare se utilizează numai pentru variația turației în limite restrânse.

Dacă tensiunea și frecvența de alimentare sunt constante, chiar dacă se modifică rezistența rotorică, din relația (6.21) rezultă că valoarea cuplului maxim este constantă, iar din relația (6.22) rezultă că alunecarea critică se modifică (cu creșterea rezistenței rotorice crește și alunecarea critică). Ca urmare, prin modificarea rezistenței circuitului rotoric (cu ajutorul unui reostat trifazat R_v înseriat în circuitul rotoric) se obține o familie de caracteristici mecanice artificiale (caracteristica mecanică naturală fiind cea corespunzătoare lui $R_v = 0$). Odată cu creșterea rezistenței circuitului rotoric, turația motorului scade.

Această metodă prezintă dezavantajul unui randament scăzut datorită pierderilor suplimentare care apar în reostatul de reglaj, prin efect Joule-Lenz.

Avantajul metodei constă în simplitatea reglării turației și în domeniul larg de reglaj a turației. Reostatele de reglaj nu pot fi înlocuite de către reostatele de pornire deoarece acestea din urmă sunt calculate la funcționări de scurtă durată iar reostatele de reglaj funcționează în regim de lungă durată.

Schimbarea sensului de rotație a motorului asincron

La studiul funcționării motorului asincron, s-a văzut că sensul de rotație a motorului este același cu cel al câmpului magnetic învârtitor statoric. Pentru schimbarea sensului de rotație a motorului este necesar să se schimbe sensul de rotație a câmpului magnetic învârtitor, deci este necesar să se schimbe succesiunea fazelor statorice. Pentru aceasta este suficient să se schimbe două faze de alimentare între ele.

5.3.9. FRÂNAREA MOTORULUI ASINCRON

În sistemele de acționare ale unor mecanisme, apare necesitatea frânării mecanismului, fie pentru micșorarea turației, fie pentru menținerea constantă a turației mecanismului care este supus unui cuplu motor exterior. Frânarea electrică

față de frânarea mecanică, prezintă avantajele unui control mai exact al momentului de oprire și a unei frânări mai line.

Frânarea electrică a motoarelor asincrone se poate face în trei moduri: frânarea cu recuperare, frânarea prin conectare inversă și frânarea dinamică.

Frânarea cu recuperare

Este posibilă când înfășurarea statorului motorului asincron este conectată la rețeaua de alimentare, iar rotorul este antrenat din exterior în același sens cu sensul câmpului magnetic învârtitor, cu o turație mai mare decât turația de sincronism ($n > n_1$, $s < 0$). În acest caz, mașina va funcționa ca generator, debitând putere activă pe rețeaua de alimentare, absorbind energie mecanică pe la arbore. Cuplul electromagnetic este negativ, adică este un cuplu de frânare. Frânarea cu recuperare se utilizează la frânarea coborârii greutăților în instalațiile de ridicat, în cazul coborârii pantelor la autovehicule și în cazul mașinilor care au posibilitatea schimbării numărului perechilor de poli. Pentru o mașină cu $2p = 2$, turația de sincronism va fi de **3000rot/min**, iar la schimbarea numărului de poli la $2p = 4$, motorul va frâna până la turația de **1500rot/min**. Prin această metodă însă nu se poate realiza oprirea motorului.

Frânarea prin conectare inversă

Când turația rotorului mașinii asincrone are sens contrar sensului câmpului învârtitor statoric, cuplul electromagnetic se opune mișcării rotorului și mașina funcționează ca frână electromagnetică ($s > 1$). Acest mod de frânare se realizează prin schimbarea sensului de rotație a câmpului magnetic statoric, adică prin schimbarea a două faze între ele la alimentarea motorului. În timpul frânării, datorită valorii ridicate a alunecării ($s > 1$), se absorb de la rețea curenți mai intensi ca la pornire. Pentru limitarea acestor curenți, la motoarele cu rotorul bobinat, se introduc în circuitul rotoric rezistențe care au și rolul de a obține cuplul de frânare dorit, prin modificarea curbei $M = f(s)$. Mașina primește energie electrică de la rețeaua de alimentare și energie mecanică pe la arbore, pe care le transformă în energie calorică în înfășurarea rotorică. Prin această metodă se obține o frânare puternică, sensul de rotație putându-se inversa dacă mașina nu se deconectează la timp de la rețea.

Frânarea dinamică

La această frânare se deconectează înfășurarea statorică de la rețeaua de alimentare și se cuplează două faze statorice la o sursă de curent continuu. Câmpul magnetic fix produs de curentul continuu din stator, induce în înfășurarea rotorică închisă t.e.m. și curenți datorită mișcării rotorului. Curenții care apar în rotor interacționează cu câmpul magnetic statoric dând naștere unui cuplu ce se opune rotirii rotorului conform regulii lui Lenz, ducând astfel la oprirea acestuia. Energia de frânare se transformă în energie calorică în înfășurarea rotorică.

Pentru modificarea valorii cuplului de frânare la motoarele cu rotorul bobinat, se introduc reostate reglabile în circuitul rotoric. La motoarele cu rotorul în scurtcircuit se poate regla cuplul de frânare prin modificarea tensiunii continue de alimentare a celor două faze statorice.

6. MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU

6.1. NOȚIUNI GENERALE

Mașinile de curent continuu se caracterizează prin faptul că prin circuitul exterior trece curent continuu, iar tensiunile electromotoare se induc numai prin mișcare. Acestea pot fi cu colector (redresor mecanic) sau cu inele (mașini unipolare).

Mașinile de curent continuu cu colector au fost primele generatoare industriale de energie electromagnetică realizate pe baza inducției electromagnetice. Apariția curentului alternativ sinusoidal, în special a sistemului trifazat de producere, transmitere și distribuție a energiei electrice, a restrâns mult domeniul de utilizare a mașinilor de curent continuu. Se mai folosesc generatoare de curent continuu pentru sudură, pentru autovehicule sau aplicații în electrochimie.

Principala utilizare actuală a mașinii de curent continuu este cea de motor electric, datorită caracteristicilor mecanice mai avantajoase. Astfel, motoarele de curent continuu se utilizează în tracțiunea electrică (tramvaie, troleibuse, locomotive electrice), în industria metalurgică și siderurgică pentru acționarea unor mecanisme (laminoare, bluminguri, mașini de trefilat etc.) și în general în acționările care necesită reglajul turației în limite largi. În ultimul timp, motoarele de curent continuu și-au lărgit domeniul de aplicare în acționările electrice datorită surselor de tensiune continuă reglabilă cu ajutorul redresoarelor comandate.

Mașina de c.c. se compune, ca orice mașină electrică, din două părți principale: statorul, care este partea fixă a mașinii și reprezintă inductorului și rotorul, care este partea mobilă și reprezintă indusul. Statorul are următoarele elemente componente: carcasa, scuturile, polii de excitație, polii auxiliari (de comutație), înfășurarea de excitație, înfășurarea auxiliară, dispozitivul port perii cu perii, cutia cu borne.

Rotorul are următoarele elemente componente: miezul magnetic rotoric (confectionat din tole de oțel electrotehnic cu grosimea de **0,5mm**, izolate între ele cu lac sau oxizi, fixat de axul rotorului prin intermediul unor pene), înfășurarea rotorică (este o înfășurare închisă, ale cărei bobine sunt inseriate la lamelele colectorului), arborele (axul mașinii), colectorul (este un corp cilindric format din lamele de cupru dispuse radial sub formă de coroană, izolate între ele și față de ax prin plăcuțe de micanită, și rigidizate prin conuri de strângere, inele de fretare, sau prin turnare într-o masă izolantă), ventilatorul, care este situat la extremitatea arborelui, opusă colectorului. Fiecare lamelă de colector este prevăzută la unul din capete cu un canal radial în care se lipesc legăturile de la înfășurarea indusului. Pe colector freacă periile din grafit sau cupru grafitat, ghidate în portperii, care sunt susținute de suportii portperii. Tijele portperii sunt conectate la cutia cu borne. Miezul magnetic este prevăzut în exterior cu crețături longitudinale în care sunt așezate bobinele înfășurării induse rotorice.

6.2. GENERATORUL DE CURENT CONTINUU

6.2.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

Generatorul de curent continuu este o mașină electrică de curent continuu care transformă energia mecanică a unei surse primare de energie în energie electrică sub forma curentului continuu.

La baza funcționării generatorului de curent continuu, se află fenomenul de inducție electromagnetică, care constă în inducerea unei tensiuni electromotoare într-un conductor care delimitează o suprafață prin care există o variație de flux magnetic.

Pentru a examina funcționarea generatorului de curent continuu se ia în considerare cel mai simplu generator format dintr-o spirală, care se rotește într-un câmp magnetic constant.

Capetele spirei sunt conectate la două semiinele, care se deplasează odată cu spira, în contact cu aceste două semiinele fiind două perii fixe.

În figura 6.1 este reprezentat schematic un asemenea generator de curent continuu.

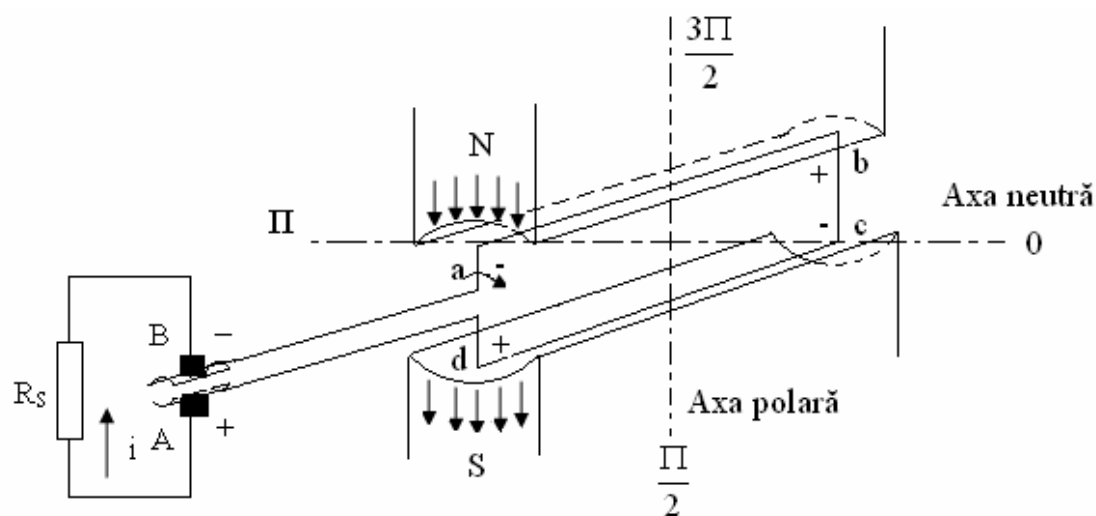


Fig. 2.11 Figură explicativă la principiul de funcționare a generatorului de curent continuu

Se consideră că spira, formată din conductoarele active **ab** și **cd**, este rotită de către o forță exterioră în sensul indicat în figură. În timpul rotirii conductoarele **ab** și **cd**, spira intersectează liniile câmpului magnetic, realizându-se astfel o variație de flux magnetic.

Polaritatea tensiunilor induse în conductoarele **ab** și **cd** se poate determina cu regula mâinii drepte, ținând seama de sensul fluxului magnetic și de sensul de deplasare a conductoarelor. Aplicând această regulă pentru poziția spirei din figură, se obțin polaritățile indicate în reprezentare.

Când un conductor de lungime l se deplasează într-un câmp magnetic de inducție constantă B , cu o viteză v , iar deplasarea conductorului se face sub un

unghi oarecare α față de vectorul inducție magnetică, tensiunea electromotoare indusă în conductor are expresia:

$$u_e = B \cdot l \cdot v \cdot \sin \alpha \quad (6.1)$$

În cazul rotirii spirei, unghiul α este variabil în timp. S-a considerat ca origine pentru unghiul α axa neutră. Astfel, dacă spira se găsește în planul orizontal ca în figura 6.2 a, unghiul α are valoarea zero. În acest moment conductoarele **ab** și **cd** se deplasează paralel cu liniile de câmp magnetic și tensiunile induse în cele două conductoare sunt nule ($u_e = 0$).

Dacă spira se rotește cu 90° ajunge în poziția din figura 6.2 b, unghiul α devenind egal cu 90° . În acest caz, tensiunile induse în cele două conductoare devin maxime, deoarece $\alpha = 90^\circ$ și $\sin 90^\circ = 1$. Se observă că tensiunea indusă în spirală este maximă atunci când conductoarele care o formează se găsesc pe axa polară. În figură s-a indicat și polaritatea tensiunii induse la capetele **a** și respectiv **d** ale celor două conductoare.

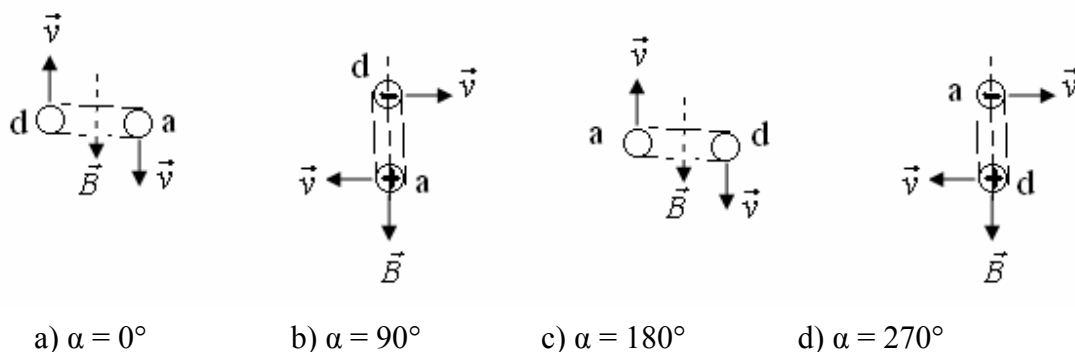


Fig. 6.2. Poziția spirei la diferite unghiuri

Prin rotirea spirei cu încă 90° se ajunge în poziția din figura 6.2 c, când $\alpha = 180^\circ$ și tensiunile induse sunt nule. Spira fiind rotită cu încă 90° se ajunge în poziția din figura 6.2 d când $\alpha = 270^\circ$. Tensiunile induse sunt maxime, ca și în cazul $\alpha = 90^\circ$, dar se observă că s-a schimbat polaritatea acestora, acum capătul **a** are semnul minus și capătul **d** plus.

În concluzie în spirală se induce de fapt o tensiune alternativă sinusoidală, reprezentată în figura 6.3 a.

Trebuie reținut însă faptul că, odată cu rotirea spirei, se rotesc și cele două semiinele, în timp ce periile **A** și **B** sunt fixe. Astfel, pentru unghiul α cuprins între 0° și 180° , când la capătul **a** există potențialul pozitiv, semiinelul conectat la aceasta se găsește în contact cu peria **A** și deci, aceasta se găsește la potențialul pozitiv. Când spira ajunge pe poziția axei neutre, semiinelul conectat la capătul **a** trece în contact cu peria **B**. Astfel, pentru unghiul α cuprins între 180° și 360° , când extremitatea **a** se găsește la un potențial negativ, semiinelul respectiv rămâne în contact cu peria **B**.

În concluzie, sistemul format din cele două semiinele, care reprezintă lamelele colectorului, și periile formează de fapt un redresor de tensiune și polaritatea tensiunii culese la cele două perii rămâne neschimbată: plus la peria **A**

și minus la peria **B**. Prin aceasta se obține un sens neschimbat al curentului **i** prin circuitul exterior, reprezentat prin sarcina **R_S**.

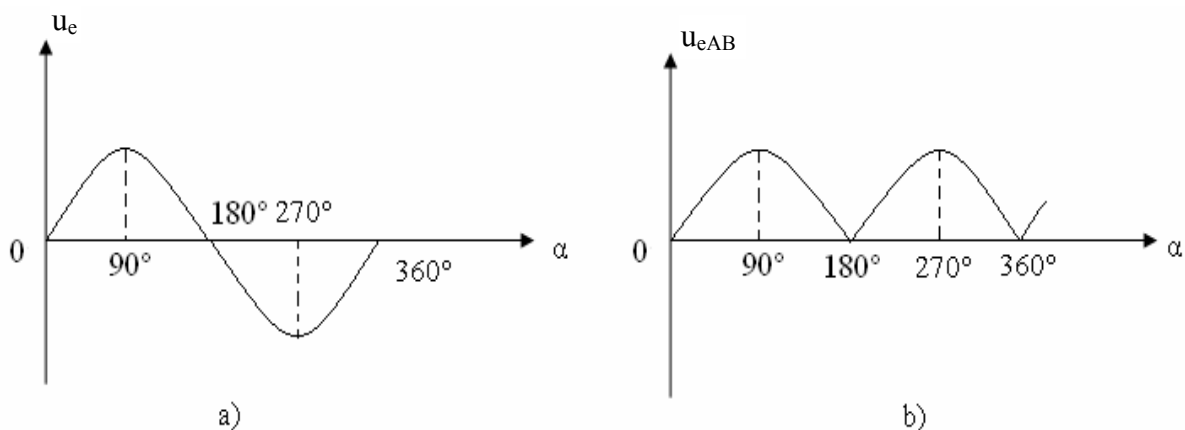


Fig. 6.3 a) Tensiune alternativă; b) Tensiune pulsatorie

După cum se poate vedea și în figura 6.3 b tensiunea culeasă la perii, în cazul unei singure spire, nu este de fapt o tensiune continuă, ci o tensiune pulsatorie. Dacă însă, așa cum se întâmplă de fapt în realitate, rotorul nu este format dintr-o singură spiră, ci din mai multe spire dispuse decalat la periferia sa, tensiunea culeasă la perii va reprezenta suma tensiunilor electromotoare induse în spirele conectate în serie la un moment dat între cele două perii. În acest caz tensiunea culeasă la perii va avea o pulsație mult mai mică și dacă numărul spirelor, care sunt înseriate se mărește mult, tensiunea culeasă la perii va avea pulsații foarte mici putând fi considerată tensiune continuă.

Tensiunea obținută la bornele generatorului de c.c. este proporțională cu fluxul magnetic produs de curentul de excitație (Φ_{ex}) și cu viteza de rotație a rotorului generatorului (**n**):

$$U_e = K \cdot n \cdot \Phi_{ex} \quad (6.2)$$

unde **K** este un factor de proporționalitate care depinde de construcția generatorului de curent continuu, având expresia:

$$K = \frac{p \cdot N}{a \cdot 60} \quad (6.3)$$

unde: **p** este numărul perechilor de poli, **2a** - numărul căilor de curent, iar **N** - numărul total de conductoare din care este alcătuită înfășurarea rotorică.

În cazul în care la bornele generatorului de c.c. este conectată o sarcină **R_S**, tensiunea la perii va fi mai mică datorită căderilor de tensiune pe rezistența echivalentă a înfășurării rotorice și pe rezistențele de contact perii - lamele colectoare.

6.2.2. REACȚIA INDUSULUI

Când generatorul funcționează în gol (înfășurarea rotorică nu este parcusă de curent), în interiorul său există numai fluxul magnetic statoric produs de curentul

de excitație. Fluxul de reacție a indusului se obține atunci când generatorul funcționează în sarcină, deoarece curentul care trece prin înfășurarea rotorică produce un flux magnetic, care compunându-se cu fluxul magnetic de excitație duce la apariția unui flux magnetic rezultat, care nu mai este orientat de-a lungul axei polare, ceea ce are ca efect deplasarea axei neutre a generatorului.

Astfel, în timp ce fluxul magnetic de excitație (Φ_{ex}) este orientat de-a lungul axei polare, fluxul magnetic al rotorului (Φ_R) va fi orientat de-a lungul axei geometrice neutre (sensul său fiind determinat cu regula burghiului drept ținând cont de sensul curentului I_r prin înfășurarea rotorică).

În concluzie, câmpul magnetic rezultat din compunerea celor două câmpuri magnetice va fi orientat de-a lungul unei axe, deplasată cu un unghi β față de axa geometrică neutră. Valoarea unghiului β depinde de intensitatea curentului prin înfășurarea rotorică, deci de valoarea sarcinii generatorului.

Acest fenomen are o serie de consecințe negative, care sunt următoarele:

- Micșorarea tensiunii culese la perii, deoarece periile sunt astfel dispuse pe colector încât să culegă tensiuni induse în conductoarele care se află în dreptul polilor de excitație. Datorită reacției indusului, tensiunile nu vor mai fi maxime în conductoarele situate în dreptul polilor de excitație, ci în conductoarele decalate ca poziție cu un anumit unghi β (polii se deplasează datorită reacției indusului).
- Apariția de scântei la perii, deoarece trecerea periei de la o lamelă la alta trebuia să aibă loc când tensiunile induse în conductoarele conectate la lamelele colectorului sunt minime, adică când conductoarele respective se află pe axa geometrică neutră. Astfel, prin modificarea poziției axei geometrice neutre, rezultă că tensiunile induse în conductoare vor avea o anumită valoare, ducând la apariția de scântei între lamelă și perie, datorită fenomenului de autoinducție.

Pentru reducerea efectelor negative ale reacției indusului, se pot lua următoarele măsuri:

- Dispunerea periilor pe colector, decalat cu un anumit unghi față de axa geometrică neutră, în sensul de rotație a rotorului. Această măsură nu este eficientă, deoarece curentul prin înfășurarea rotorică depinde de sarcina generatorului, astfel, pentru anularea efectelor reacției indusului, odată cu modificarea valorii sarcinii generatorului ar trebui modificat unghiul de dispunere a periilor.
- Montarea unor poli auxiliari pe axa geometrică neutră, care să creeze un câmp magnetic suplimentar orientat invers față de câmpul magnetic de reacție a indusului. Înfășurările polilor suplimentari se conectează prin intermediul periilor în serie cu înfășurarea rotorică, rezultând o anulare permanentă a câmpului magnetic de reacție a indusului.

6.2.3. CLASIFICAREA GENERATOARELOR DE C.C.

După modul în care se alimentează înfășurarea de excitație a generatorului de curent continuu, se disting două tipuri de generatoare:

- generatoare de curent continuu cu excitație separată;

- generatoare de curent continuu cu autoexcitație.

Generatoarele de curent continuu cu autoexcitație sunt de următoarele tipuri:

- generatoare de curent continuu cu excitație derivație (înfășurarea de excitație este alimentată în serie cu circuitul indusului);
- generatoare de curent continuu cu excitație serie (înfășurarea de excitație este alimentată în serie cu circuitul indusului);
- generatoare de curent continuu cu excitație mixtă (este prevăzut cu două înfășurări de excitație, una alimentată în paralel, iar cealaltă în serie cu circuitul indusului).

Pentru puteri mici, generatoarele de curent continuu pot fi realizate și cu magneți permanenți, acestea având caracteristici similare cu generatoarele de curent continuu cu excitație separată.

Generatorul de c.c. cu excitație separată

În figura 6.4 este prezentată schema electrică a unui generator de c.c. cu excitație separată. La acest tip de generator înfășurarea de excitație este alimentată de la o sursă de tensiune continuă separată.

Deoarece tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorică este proporțională cu valoarea fluxului magnetic de excitație și cu turația rotorului, rezultă că tensiunea electrică produsă de generator se poate modifica modificând mărimea fluxului de excitație. Astfel, reglarea tensiunii de ieșire se poate realiza cu ajutorul potențiometrului R_p prin modificarea intensității curentului de excitație, deci implicit și a fluxului de excitație, care este proporțional cu I_{ex} .

În figura 6.5 este prezentată schema electrică echivalentă a circuitului format din înfășurarea rotorică a generatorului și sarcina R_s , unde: R_r este rezistența înfășurării rotorice, r_p - rezistența de contact perie - colector, iar E - tensiunea electromotoare indusă în înfășurarea rotorică.

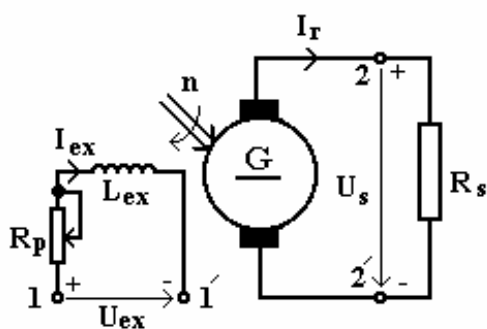


Fig. 6.4 Schema electrică a generatorului de c.c. cu excitație separată

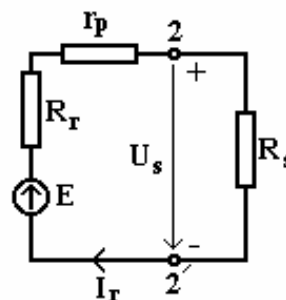


Fig. 6.5 Schema echivalentă a circuitului format din înfășurarea rotorică și sarcină

Aplicând legea lui Ohm circuitului din figura 6.5, se obține ecuația de funcționare a acestui tip de generator:

$$U_S + I_r (R_r + r_p) = E \Rightarrow U_S = E - I_r (R_r + r_p) \quad (6.4)$$

unde: $U_S = R_S \cdot I_S$

Pentru curentul prin înfășurarea rotorică, care este același cu cel de sarcină, se obține relația:

$$I_r = \frac{E}{R_r + r_p + R_s} \quad (6.5)$$

de unde rezultă că valoarea curentului prin înfășurarea rotorică de pinde de sarcină.

Polaritatea tensiunii la bornele 2 - 2', depinde de sensul de rotație a rotorului și de sensul curentului de excitație prin înfășurarea de excitație.

Generatorul de c.c. cu autoexcitație

Pentru aceste tipuri de generatoare alimentarea înfășurării de excitație se realizează cu tensiune proprie produsă de generator, datorită magnetismului remanent al polilor de excitație. Deoarece polii de excitație rămân excitați, rezultă că în interiorul generatorului există permanent un flux magnetic de excitație slab, care induce în înfășurarea rotorică o tensiune electromotoare de valoare mică, atunci când este rotit rotorul.

Această tensiune electromotoare va alimenta înfășurarea de excitație, rezultând un curent de excitație și deci un flux magnetic de excitație, care se va adăuga la fluxul magnetic remanent determinând creșterea tensiunii electromotoare induse în înfășurarea rotorică, creștere curentului de excitație și în continuare a fluxului de excitație. Fenomenul se produce în avalanșă până la obținerea regimului nominal de funcționare a generatorului.

În figura 6.6 este prezentată schema electrică a generatorului de current continuu cu excitație derivație. În înfășurarea de excitație este conectată în paralel cu înfășurarea rotorică și cu sarcina. Cu potențiometrul R_p se reglează curentul de excitație, deci și tensiunea electrică produsă de generator.

Ecuatia de funcționare se obține la fel ca și în cazul precedent și este dată de relația:

$$U_S = E - (R_r + r_p) \cdot I_r \quad (6.6)$$

curentul prin înfășurarea rotorică fiind dat de relația:

$$I_r = I_{ex} + I_S \quad (6.7)$$

Se observă că și în acest caz tensiunea de ieșire U_S variază cu sarcina. Din relația (6.7) rezultă că pentru a se obține

un curent prin sarcină cât mai mare, este necesar ca rezistența înfășurării de excitație să fie mult mai mare ca rezistența de sarcină. Astfel, înfășurarea de excitație trebuie să se realizeze din sârmă cu un diametru cât mai mic și să aibă un număr cât mai mare de spire.

În figura 6.7 este prezentată schema electrică a generatorului de c.c. cu excitație serie. În acest caz înfășurarea de excitație este conectată în serie cu înfășurarea rotorică și cu sarcina.

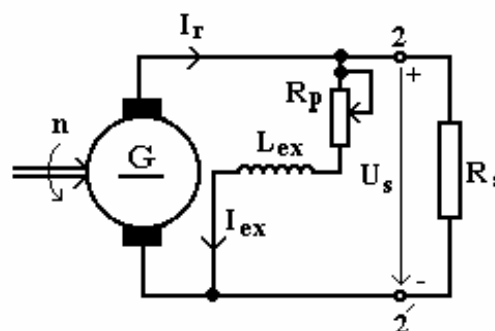


Fig. 6.6 Schema electrică a generatorului de c.c. cu excitație derivație

Potențiometrul R_p cu ajutorul căruia se reglează tensiunea de ieșire se conectează în paralel cu înfășurarea de excitație.

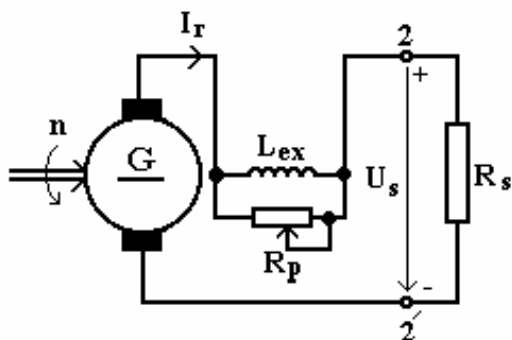


Fig. 6.7 Schema electrică a generatorului de c.c. cu excitație serie

Deoarece rezistența potențiometrului se alege mult mai mare decât rezistența înfășurării de excitație, rezultă că rezistența potențiometrului se poate neglija la stabilirea ecuației de funcționare:

$$U_S E - (R_r + R_{ex} + r_p) \cdot I_r \quad (6.8)$$

Se observă că tensiunea de ieșire depinde de tensiunea care cade pe înfășurarea de excitație. Rezultă că rezistența înfășurării de excitație trebuie să fie cât mai mică.

Astfel, înfășurarea de excitație trebuie să aibă un număr mic de spire și diametrul conductorului să fie cât mai mare. Și această schemă are dezavantajul că tensiunea de ieșire are variații mari cu modificarea sarcinii.

Schema electrică a generatorului de c.c. cu excitație mixtă este prezentată în figura 6.8. Acest generator conține o înfășurare de excitație serie și o înfășurare de excitație derivație. În cazul în care fluxul de excitație serie are același sens cu fluxul de excitație derivație, excitația generatorului este adițională, iar în caz contrar (cele două fluxuri magnetice de excitația au sensuri opuse), excitația generatorului este diferențială.

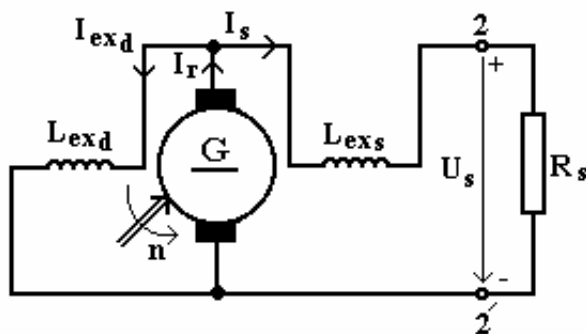


Fig. 6.8 Schema electrică a generatorului de c.c. cu excitație mixtă

Ecuația de funcționare a generatorului de c.c. cu excitație mixtă este dată de relația:

$$U_S = E - (R_r + r_p) \cdot (I_S + I_{exd}) - R_{exs} \cdot I_S \quad (6.9)$$

La generatoarele de curent continuu cu excitație adițională tensiunea de ieșire este aproximativ constantă la creșterea curentului de sarcină, iar la cele cu excitație diferențială tensiunea de sarcină scade odată cu creșterea curentului de sarcină. Generatoarele de curent continuu de puteri mici se realizează și cu magneți permanenți, având caracteristici asemănătoare cu cele ale generatorului cu excitație separată.

6.2.4. RANDAMENTUL ȘI CUPLUL ELECTROMAGNETIC LA GENERATOARELE DE C.C.

Generatorul de curent continuu primește pe la borne de la motorul primar de antrenare puterea mecanică P_1 . O parte din această putere este utilizată pentru învingerea frecărilor din lagăre, a frecărilor cu aerul, a frecărilor periilor pe colector și pentru antrenarea ventilatorului (pierderi mecanice), iar o altă parte este utilizată pentru acoperirea pierderilor în fierul indusului (p_{Fe2}).

Rezultă, astfel, pentru generator, următoarea expresie a puterii electromagnetice:

$$P = P_1 - p_m - p_{Fe2} \quad (6.10)$$

Dacă din puterea electromagnetă se scad pierderile în cuprul indusului (prin efect Joule-Lenz):

$$P_{Cu2} = R_a I_a^2 \quad (6.11)$$

precum și puterea de excitație P_{ex} preluată de înfășurarea de excitație și reostatul de excitație ale generatoarelor cu autoexcitație, se obține puterea utilă P_2 :

$$P_2 = P - p_{Cu2} - P_{ex} = P_1 - p_m - p_{Fe2} - p_{Cu2} - P_{ex} = P_1 - \sum p \quad (6.12)$$

Puterea electromagnetă se poate scrie și sub forma:

$$P = U_e \cdot I_a \quad (6.13)$$

iar puterea utilă debitată de generator:

$$P_2 = U_e \cdot I_a \quad (6.14)$$

Randamentul generatorului de curent continuu cu autoexcitație se calculează cu relația:

$$\eta_G = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum p} = \frac{P_2}{P_2 + p_m + p_{Fe2} + p_{Cu2} + P_{ex}} \quad (6.15)$$

La generatoarele cu excitație separată, $P_{ex} = 0$, iar mașina mai primește o putere electrică prin înfășurarea de excitație separată, P_{exs} , randamentul generatorului având expresia:

$$\eta_G = \frac{P_2}{P_1 + P_{exs}} = \frac{P_2}{P_2 + p_m + p_{Fe2} + p_{Cu2} + P_{exs}} \quad (6.16)$$

Randamentul generatoarelor de curent continuu este cuprins între **0,75...0,95** pentru puteri nominale între **1kW** și **10.000kW**, iar pentru puteri mai mici scade sub **0,75**.

Cuplul electromagnetic se poate exprima în funcție de puterea electromagnetică P a mașinii și de viteza unghiulară Ω a mașinii, cu următoarea relație:

$$M = \frac{P}{\Omega} = \frac{U_e \cdot I_a}{\Omega} = \frac{p \cdot N \cdot \phi \cdot I_a}{2a\pi} = K_M \cdot \phi \cdot I_a \quad (6.17)$$

unde: K_M este un factor dependent numai de tipul constructiv al mașinii; p – numărul perechilor de poli; $2a$ – numărul căilor de curent; ϕ - fluxul magnetic; N – numărul de conductoare active.

La generatoare, cuplul electromagnetic frânează rotirea rotorului fiind un cuplu rezistent.

6.2.5. CARACTERISICILE GENERATOARELOR DE C.C.

Proprietățile generatoarelor de curent continuu pot fi studiate cu ajutorul caracteristicilor lor, curbe care descriu dependența dintre două mărimi ale generatorului, celelalte fiind considerate constante.

Funcționarea generatorului de curent continuu poate fi caracterizată prin mărimile: tensiunea electromotoare U_e , tensiunea la borne U , curentul de excitație I_e , curentul de sarcină I și turația rotorului generatorului n . La generatoare turația rămâne practic constantă.

Principalele caracteristici ale generatorului de curent continuu sunt:

- Caracteristica de mers în gol, $U_{e0} = f(I_e)$, la $n = \text{const.}$ și $I = 0$, reprezentând dependența dintre tensiunea electromotoare la funcționarea în gol și curentul de excitație, atunci când turația generatorului este menținută constantă, iar curentul de sarcină este egal cu zero (circuitul exterior este deschis).
- Caracteristica externă, $U = f(I)$, la $n = \text{const.}$ și $I_e = \text{const.}$, reprezentând dependența tensiunii la borne de valoarea curentului de sarcină, atunci când turația generatorului și curentul de excitație sunt menținute constante.
- Caracteristica de reglaj, $I_e = f(I)$, la $n = \text{const.}$ și $U = \text{const.}$, reprezentând dependența curentului de excitație de valoarea curentului de sarcină, atunci când turația generatorului și tensiunea la borne sunt menținute constante.

Se preferă ca mărimile ce trebuiesc să fie menținute constante la ridicarea acestor caracteristici să aibă valorile nominale.

Caracteristicile generatoarelor de curent continuu, fiind puternic influențate de modul în care se face excitația, depind și de tipul generatorului de curent continuu.

În continuare vor fi prezentate o serie de cracteristici ale generatoarelor de curent continuu.

Schema electrică a montajului experimental pentru determinarea caracteristicii de mers în gol și caracteristicii de reglaj a generatorului de curent continuu cu excitație independentă este prezentată în figura 6.9.

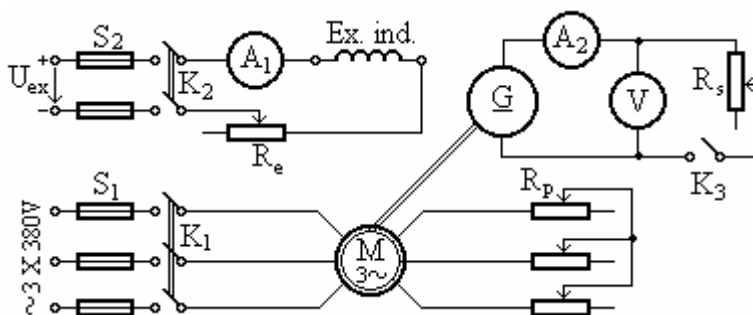


Fig. 6.9 Schema electrică pentru ridicarea caracteristicii de mers în gol și caracteristicii de reglaj a generatorului de curent continuu cu excitație independentă

Elementele din montaj au următoarele semnificații: **M** – motor asincron trifazat cu rotorul bobinat; **G** – generator de curent continuu cu excitație

independentă; A_1, A_2 – ampermetre; V – voltmetru; R_p – reostat de pornire; R_e – reostat de excitație; R_s – reostat de sarcină; K_1 – întreruptor tripolar; K_2 – întreruptor bipolar; K_3 – întreruptor monopolar; S_1, S_2 – siguranțe.

Pentru generatorul cu excitație independentă, caracteristica de mers în gol va avea o alură asemănătoare cu cea din figura 6.10. Pentru un curent de excitație nul se obține la bornele mașinii o tensiune datorită câmpului magnetic remanent al polilor de excitație, de valoare **5...10%** din tensiunea nominală. Atunci când curentul de excitație crește, tensiunea la borne crește și ea, la început proporțională cu I_e , iar apoi, din cauza apariției fenomenului de saturație, crește mult mai puțin în raport cu I_e . De obicei, se crește curentul I_e până când atinge o valoare pentru care tensiunea la borne devine mai mare cu **15...20%** decât tensiunea nominală. Dacă din acest punct, curentul de excitație I_e este scăzut spre valoarea zero, atunci nu se mai regăsește aceeași variație a tensiunii la borne datorită fenomenului de histerezis.

Deoarece din cauza fenomenului de histerezis, dependența $U = f(I_e)$ la mersul în gol a generatorului și la viteza de rotație constantă nu este univocă, se consideră prin convenție drept caracteristică de mers în gol a mașinii curba medie pe ordonată, între ramura ascendentă și cea descendentă (curba cu linie întreruptă din figura 6.10).

Caracteristica de reglaj arată în ce sens și cu cât anume trebuie variat curentul de excitație, pentru ca atunci când sarcina variază, tensiunea la borne să rămână constantă. Pentru generatorul cu excitație independentă, caracteristica de reglaj va avea o alură asemănătoare cu cea din figura 6.11.

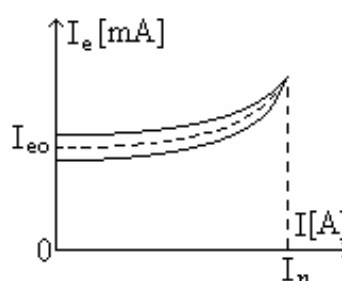
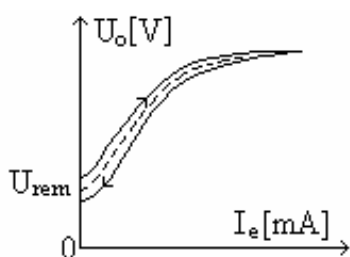


Fig. 6.10 Caracteristica de mers în gol Fig. 6.11 Caracteristica de reglaj

La mersul în gol al generatorului ($I = 0$) este nevoie de un anumit curent de excitație I_{e0} , pentru ca tensiunea la borne să fie tensiunea nominală. Dacă se încarcă generatorul, pe măsură ce curentul de sarcină crește, cresc și căderile de tensiune și în consecință tensiunea la borne are tendința să scadă. Pentru ca tensiunea să rămână constantă, este nevoie de o creștere a tensiunii electromotoare, în sarcină, care să compenseze căderile de tensiune datorate reacției transversale a indusului și rezistenței indusului. Tensiunea electromotoare se poate mări prin creșterea curentului de excitație.

Curentul de sarcină este variat până la valoarea nominală și apoi în sens invers, de fiecare dată acționând asupra reostatului de excitație, pentru ca tensiunea la borne să se mențină constantă. Alura curbei este ușor crescătoare. Caracteristica de reglaj este afectată de fenomenul de histerezis. Prin convenție, caracteristica de

reglaj este curba medie pe ordonată, între ramura ascendentă și cea descendentă (curba cu linie întreruptă din figura 6.11).

Schema electrică a montajului experimental pentru determinarea caracteristicii externe a generatorului de curent continuu cu excitație derivație este prezentată în figura 6.12.

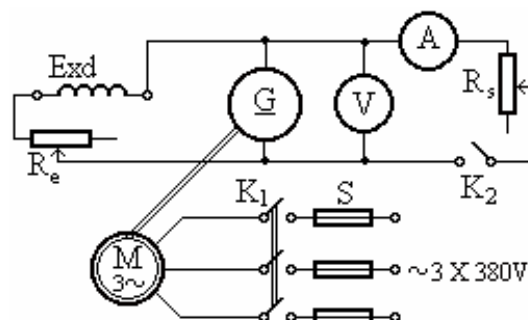


Fig. 6.12 Schema electrică pentru ridicarea caracteristicii externe a generatorului de curent continuu cu excitație derivație

Elementele din montaj au următoarele semnificații: **M** – motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit pentru antrenarea generatorului; **G** – generator de curent continuu cu excitație derivație (**Exd** – înfășurarea de excitație derivație); **A** – ampermetru; **V** – voltmetru; **Re** – reostat de excitație; **Rs** – reostat de sarcină; **K1** – întreruptor tripolar; **K2** – întreruptor monopolar; **S** – siguranțe.

Pentru generatorul cu excitație derivație, caracteristica externă va avea o alură asemănătoare cu cea din figura 6.13.

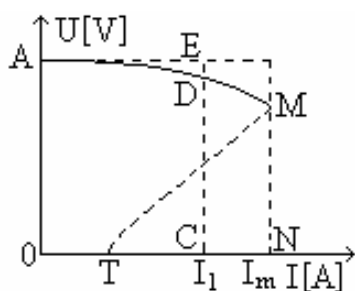


Fig. 6.13 Caracteristica externă a generatorului de curent continuu cu excitație derivație

Pentru un curent nul, circuitul exterior fiind deschis, diferența de potențial **0A** măsoară tensiunea electromotoare a mașinii. Pentru un curent **I₁**, tensiunea **U** este măsurată de ordonata **DC**, iar căderea de tensiune corespunzătoare va fi:

$$0A - DC = DE \quad (6.18)$$

Această cădere de tensiune este determinată pe de o parte de micșorarea curentului de excitație, iar pe de altă parte, de căderea ohmică de tensiune în indus și de reactanța transversală a indusului.

Când rezistența de sarcină **Rs** se micșorează, curentul debitat crește, iar tensiunea la borne scade.

Intensitatea curentului debitat atinge o valoare maximă **I_m** reprezentată în figură prin segmentul **0N**, apoi scade în același timp cu tensiunea la borne, când se micșorează mai mult rezistența. Căderea se face destul de repede, generatorul se dezamorsează, iar curba atinge axa curentului în punctul **T**, corespunzător unui curent **I_{sc} = 0T**, determinat de tensiunea electromotoare datorită magnetismului remanent. Porțiunea **MT** a curbei este dificil de ridicat, deoarece **I_m** are valori mari în vecinătatea punctului **M** și în afară de acest fapt, generatorul se dezamorsează brusc. Caracteristica externă permite măsurarea căderilor de tensiune pentru orice curent debitat.

Schema electrică a montajului experimental pentru determinarea caracteristicii externe a generatorului de curent continuu cu excitație mixtă este prezentată în figura 6.14.

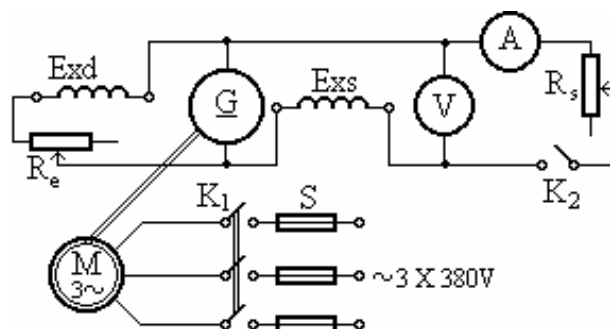


Fig. 6.14 Schema electrică pentru ridicarea caracteristicii externe a generatorului de curent continuu cu excitație mixtă

Elementele din montaj au următoarele semnificații: **M** – motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit pentru antrenarea generatorului; **G** – generator de curent continuu cu excitație mixtă (**Exd** – înfășurarea de excitație derivație, **Exs** – înfășurarea de excitație serie); **A** – ampermetru; **V** – voltmetru; **Re** – reostat de excitație; **Rs** – reostat de sarcină; **K1** – întreruptor tripolar; **K2** – întreruptor monopolar; **S** – siguranțe.

Pentru generatorul cu excitație mixtă, caracteristica externă va avea o alură asemănătoare cu a uneia din curbele din figura 6.15.

Pentru a constata dacă generatorul este mixt diferențial sau aditiv, se face ca generatorul să debiteze un curent oarecare prin circuitul de utilizare. În cazul când la cuplarea circuitului exterior, tensiunea la borne crește, generatorul este montat mixt aditiv, iar dacă tensiunea scade, generatorul este montat mixt diferențial.

Dacă se notează cu ϕ fluxul magnetic produs de înfășurarea derivație și cu ϕ_1 , fluxul magnetic produs de înfășurarea serie, se poate scrie:

$$U_e = K_E (\phi - \phi_1)n \tag{6.19}$$

pentru generatorul montat mixt diferențial, și:

$$U_e = K_E (\phi + \phi_1)n \tag{6.20}$$

pentru generatorul montat mixt aditiv.

Din relațiile prezentate se observă că fluxul magnetic se mărește în cazul generatorului mixt aditiv și se micșorează în cazul generatorului mixt diferențial. Tensiunile electromotoare se vor mări sau micșora, fiind proporționale cu fluxul magnetic.

Curba (1) din figura 6.15 este obținută în cazul generatorului mixt diferențial. Se observă că în acest caz, generatorul nu poate alimenta rețelele de curent

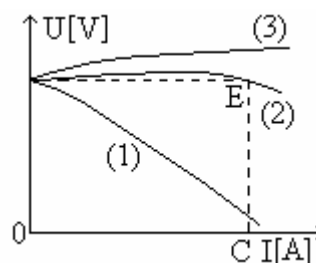


Fig. 6.15 Caracteristica externă a generatorului de curent continuu cu excitație mixtă

continuu cu tensiune constantă, caracteristica sa externă fiind mai puțin convenabilă decât cea a unui generator cu excitație derivație. Acest tip de generator electric se utilizează la sudura electrică.

La generatorul mixt adițional, fluxul magnetic produs de înfășurarea serie se adaugă la fluxul inductor produs de înfășurarea derivație, compensând efectul reacției totale a indusului, caracteristica externă fiind reprezentată de curba (2) din figura 6.15. Compensarea este puternică la încărcare mică și slabă la încărcare mare, deoarece la încărcare crescătoare, circuitul magnetic se saturează puțin câte puțin și efectul solenației este cu atât mai important cu cât circuitul magnetic este mai departe de saturație. În cazul unei compensări puternice, caracteristica ar trebui să fie o linie dreaptă paralelă cu axa curentului. În realitate, curba are alura (2), punctul **E** fiind singurul pentru care compensarea este asigurată, când generatorul debitează curentul **0C**.

Dacă generatorul mixt este adițional și solenația serie este mai mare decât cea necesară pentru combaterea reacției totale a indusului, generatorul este hipercompoundat, tensiunea la borne crescând cu încărcarea. Acest generator se întrebuintează pentru transportul energiei electrice la distanță, iar caracteristica sa externă va avea alura (3) din figura 6.15.

6.3. MOTORUL DE CURENT CONTINUU

6.3.1. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

Motorul de curent continuu transformă energia electrică de curent continuu în energie mecanică. Motorul de curent continuu prezintă o serie de avantaje, cum ar fi: posibilitatea reglării vitezei în limite largi și posibilitatea schimbării sensului de rotație, relativ simplu.

Funcționarea motorului de curent continuu se bazează pe fenomenul de apariție a forței electromagnetice care acționează asupra unui conductor parcurs de curent și situat în câmp magnetic.

Pentru ca mașina electrică de curent continuu să funcționeze ca motor este necesar să fie alimentată cu tensiune continuă atât înfășurarea de excitație cât și înfășurarea rotorică.

Funcționarea motorului de curent continuu va fi explicată cu ajutorul schemei din figura 6.16.

Înfășurarea de excitație este conectată la o sursă de tensiune continuă, care nu a fost reprezentată în figură. Ca urmare, prin înfășurările polilor de excitație va trece curentul continuu I_e având sensul reprezentat în figură. Curentul I_e creează câmpul magnetic de excitație; sensul acestui câmp s-a reprezentat prin vectorul inducție magnetică \vec{B} .

Înfășurarea rotorică este alimentată prin intermediul sistemului perii-colector, de la sursa de tensiune continuă U . Prin conductoarele înfășurării rotorice circulă curentul continuu I_a , pentru care s-a considerat sensul reprezentat în figură.

Astfel, prin conductoarele situate în dreptul polului nord s-a considerat că sensul lui I_a este de a ieși, iar prin conductoarele situate în dreptul polului sud, curentul I_a are sensul de a intra.

Conductoarele înfășurării rotorice sunt parcurse de curentul continuu I_a și se găsesc în câmpul magnetic constant de inducție \vec{B} creat de curentul I_e . Ca urmare a acestui fapt, asupra conductoarelor care formează înfășurarea rotorică vor acționa forțe electromagnetice \vec{F} , al căror sens se poate determina cu regula mâinii stângi. Aplicând această regulă rezultă că asupra conductoarelor situate în dreptul polului nord acționează forțe orientate de la stânga spre dreapta, iar asupra conductoarelor situate în dreptul polului sud forțe orientate de la dreapta spre stânga.

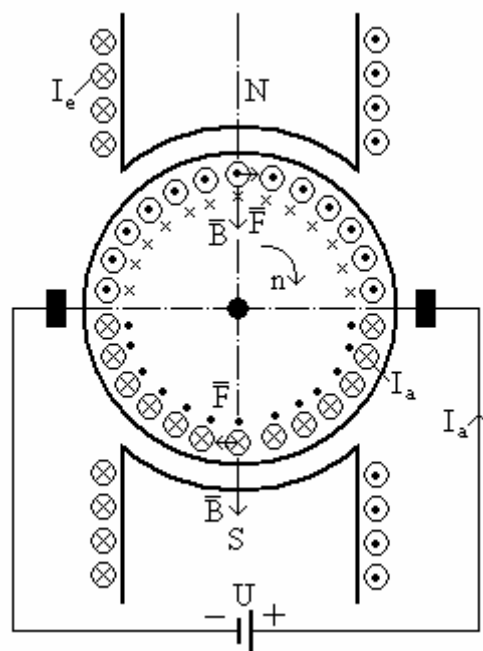


Fig. 6.16 Figură explicativă pentru funcționarea motorului de c.c.

Forțele electromagnetice \vec{F} , produc un cuplu \vec{M}_e , denumit cuplu electromagnetic, care acționează asupra rotorului. Dacă acest cuplu este mai mare decât momentul rezistent al rotorului, rotorul va căpăta o mișcare de rotație în sensul indicat în figură, cu o anumită turație n .

În timp ce rotorul se rotește sub acțiunea cuplului electromagnetic \vec{M}_e , în mașină se manifestă și fenomenul de inducție electromagnetică, ca și la generatorul de curent continuu, deoarece conductoarele care formează înfășurarea rotorică sunt deplasate în câmpul magnetic creat de curentul de excitație. Ca urmare a acestui lucru, în conductoarele înfășurării rotorice se va induce o tensiune U_e , denumită tensiune contraelectromotoare, deoarece are polaritatea inversă tensiunii de alimentare a înfășurării rotorice U . Polaritatea tensiunii contraelectromotoare U_e se poate determina cu regula mâinii drepte. Aplicând această regulă se obține sensul curentului pe care l-ar genera această tensiune prin conductoarele înfășurării rotorice, sens care a fost reprezentat în figura 6.16 lângă conductoarele înfășurării rotorice. Se consideră că acest curent are un sens invers față de curentul I_a generat în înfășurarea rotorică de către sursa de alimentare U . Rezultă că tensiunea contraelectromotoare U_e indusă în înfășurarea rotorică are polaritatea inversă tensiunii de alimentare U .

În figura 6.17 este reprezentată schema echivalentă a circuitului rotoric al motorului de curent continuu, în care s-a notat cu R_a rezistența înfășurării rotorice și cu r_p rezistența contactelor perie – colector. Din schema echivalentă, prin aplicarea legii lui Ohm și neglijând rezistența internă a sursei de alimentare U , se obține relația:

$$U = U_e + I_a (R_a + r_p) \quad (6.21)$$

care reprezintă ecuația tensiunilor pentru înfășurarea rotorică.

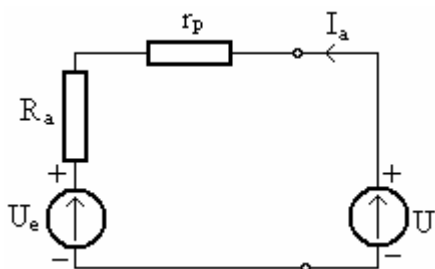


Fig. 6.17 Schema echivalentă a circuitului rotoric

Această relație mai poate fi scrisă și sub forma:

$$I_a = \frac{U - U_e}{R_a + r_p} \quad (6.22)$$

Din relația (6.22) rezultă că în momentul pornirii motorului, deoarece tensiunea contraelectromotoare este nulă atât timp cât rotorul stă pe loc, curentul I_a prin înfășurarea rotorică devine:

$$I_a = \frac{U}{R_a + r_p} \quad (6.23)$$

și poate atinge valori mari care să ducă la arderea înfășurării rotorice. De aceea, la motoarele de curent continuu se conectează în serie cu sursa de alimentare un reostat, care în momentul pornirii motorului să aibă o rezistență maximă pentru a limita curentul prin înfășurarea rotorică.

6.3.2. CLASIFICAREA MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Motoarele de curent continuu, din punct de vedere al modului de alimentare a înfășurării de excitație pot fi:

- motoare de curent continuu cu excitație separată;
- motoare de curent continuu cu excitație derivație;
- motoare de curent continuu cu excitație serie;
- motoare de curent continuu cu excitație mixtă.

La motorul de curent continuu cu excitație separată sunt utilizate două surse de tensiune continuă pentru alimentarea înfășurării de excitație și a înfășurării rotorice. Schema electrică a acestui motor este prezentată în figura 6.18. La acest motor curentul prin înfășurarea rotorică este egal cu curentul de alimentare, $I_a = I$. Pornirea motorului se face prin reglarea tensiunii de alimentare U , valoarea acestei tensiuni reglându-se treptat de la o valoare foarte mică până la valoarea nominală. Turația motorului se reglează cu reostatul R_c .

Schema electrică a motorului de c.c. cu excitație derivație este prezentată în figura 6.19.

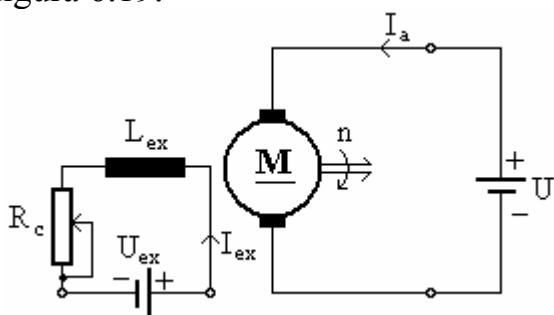


Fig. 6.18 Schema electrică a motorului de c.c. cu excitație separată

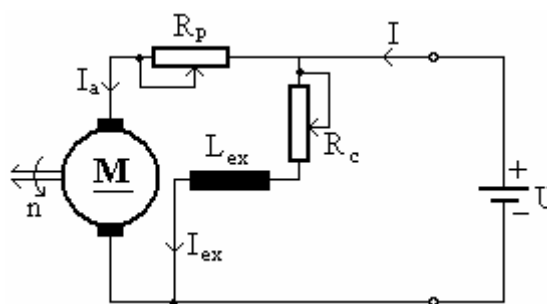


Fig. 6.19 Schema electrică a motorului cu excitație derivație

La motorul de c.c. cu excitație derivație înfășurarea de excitație este conectată în derivație cu înfășurarea rotorică.

Reostatul R_p conectat în serie cu înfășurarea rotorică este utilizat pentru limitarea curentului I_a la pornire, iar reostatul R_c conectat în serie cu înfășurarea de excitație este utilizat pentru reglarea turației. Între curenții din circuit există următoarea relație:

$$I = I_a + I_{ex} \quad (6.24)$$

La motorul cu excitație serie înfășurarea de excitație este conectată în serie cu înfășurarea rotorică (fig. 6.20). Reostatul R_p este utilizat pentru limitarea curentului I_a la pornire, iar reostatul R_c , conectat în derivație cu înfășurarea de excitație, este utilizat pentru reglarea turației motorului. Între curenții din circuit există următoare relație:

$$I = I_a = I_{ex} \quad (6.25)$$

Schema electrică a motorului de c.c. cu excitație mixtă este reprezentată în figura 6.21

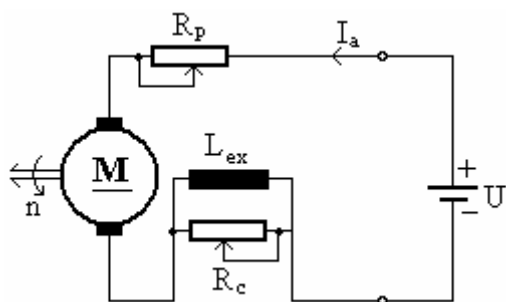


Fig. 6.20 Schema electrică a motorului de c.c. cu excitație serie

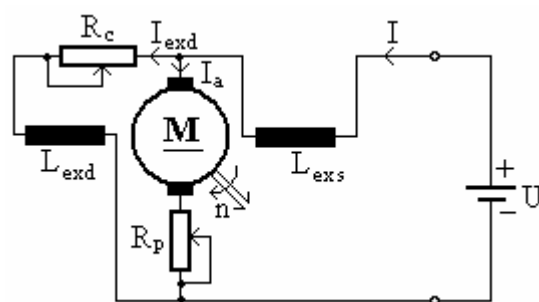


Fig. 6.21 Schema electrică a motorului cu excitație mixtă

Motorul cu excitație mixtă are două înfășurări de excitație, o înfășurare de excitație fiind conectată în serie, iar cealaltă în derivație, cu înfășurarea rotorică. Reostatul R_p este utilizat pentru limitarea curentului I_a la pornire, iar reostatul R_c , conectat în serie cu înfășurare de excitație derivație, este utilizat pentru reglarea turației motorului. Din schemă rezultă că intensitatea curentului de alimentare este dată de relația:

$$I = I_a + I_{exd} \quad (6.26)$$

Motorul cu excitație mixtă poate fi cu excitație adițională (cele două fluxuri de excitație au același sens și se însumează) sau cu excitație diferențială (cele două fluxuri de excitație au sensuri contrare și se scad).

Tensiunea electromotoare indusă într-o cale de curent a rotorului unui motor de curent continuu se calculează cu relația:

$$U_e = \frac{p}{a} \cdot N \cdot \frac{n}{60} \cdot \phi = K_E \cdot n \cdot \phi \quad (6.27)$$

unde: p reprezintă numărul de perechi de poli; a – numărul de perechi de căi de curent; N – numărul de conductoare active ale rotorului; n – turația rotorului, exprimată în rot/min; ϕ - fluxul magnetic inductor al unui pol, exprimat în Wb ; K_E – coeficient de proporționalitate.

6.3.3. RANDAMENTUL ȘI CUPLUL ELECTROMAGNETIC LA MOTORUL DE CURENT CONTINUU

Motorul de curent continuu primește de la rețeaua de alimentare puterea P_1 :

$$P_1 = U \cdot I_a \quad (6.28)$$

din care o parte se transformă în căldură prin efect Joule-Lenz în circuitul de excitație:

$$P_{ex} = U \cdot I_e \quad (6.29)$$

și respectiv, în circuitul indusului:

$$p_{Cu2} = R_a \cdot I_a^2 \quad (6.30)$$

Dacă din puterea absorbită P_1 se scad pierderile prin efect Joule-Lenz, se obține puterea electromagnetică P :

$$P = P_1 - P_{ex} - p_{Cu2} \quad (6.31)$$

Scăzând din puterea electromagnetică P pierderile în fierul indusului p_{Fe2} și pierderile mecanice p_m prin frecări și ventilație, se obține puterea mecanică utilă la arbore P_2 :

$$P_2 = P - p_{Fe2} - p_m \quad (6.32)$$

Randamentul η_M al motorului de curent continuu are expresia:

$$\eta_M = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - P_{ex} - p_{Cu2} - p_{Fe2} - p_m}{P_1} = \frac{U \cdot I_a - \sum p}{U \cdot I_a} \quad (6.33)$$

Randamentul nominal al motoarelor de curent continuu este cuprins între **0,75** și **0,95** pentru puteri nominale cuprinse între **1kW** și **10MW**.

Cuplul electromagnetic se poate exprima în funcție de puterea electromagnetică P a mașinii și viteza unghiulară Ω a rotorului, astfel:

$$M = \frac{P}{\Omega} = \frac{U_e \cdot I_a}{\Omega} = \frac{p}{a} \frac{N \frac{n}{60} \phi I_a}{2\pi n} = K_M \cdot \phi \cdot I_a \quad (6.34)$$

La motoarele de curent continuu cuplul electromagnetic M este un cuplu motor, de antrenare.

Raportul dintre puterea mecanică utilă la arboreal motorului P_2 și viteza unghiulară de rotație a rotorului Ω , reprezintă cuplul mecanic M_2 al motorului de curent continuu:

$$M_2 = \frac{P_2}{\Omega} \quad (6.35)$$

6.3.4. PORNIREA MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

La motoarele de curent continuu cu excitație derivație expresia curentului din indus este dată de relația următoare:

$$I = \frac{U - U_e}{R_a} = \frac{U - K_E n \phi}{R_a} \quad (6.36)$$

Motoarele de curent continuu cu excitație derivație nu pot fi pornite prin conectarea lor directă la tensiunea nominală, deoarece la pornire, când viteza de rotație a rotorului este nulă, curentul care străbate înfășurarea rotorică ar fi foarte mare (tensiunea contraelectromotoare indusă U_e este egală cu zero, iar rezistența înfășurării rotorice R_a are o valoare scăzută):

$$I_{p\max} = \frac{U}{R_a} \quad (6.37)$$

Micșorarea curentului de pornire se poate realiza prin mărirea rezistenței din circuitul indusului:

$$I_p = \frac{U - K_E n \phi}{R_a + R_p} \quad (6.38)$$

unde R_p este rezistența de pornire înseriată cu indusul.

O altă metodă de limitare a curentului de pornire o reprezintă micșorarea tensiunii de alimentare a motorului.

Reostatul de pornire este de regulă un reostat variabil în trepte și are rezistența maximă R_{pm} astfel calculată încât la momentul pornirii curentul maxim de pornire $I_{p\max}$ să aibă valoarea:

$$I_{p\max} = \frac{U}{R_a + R_{p\max}} = (1,5 \dots 2,5) I_n \quad (6.39)$$

Pe măsură ce turația motorului crește, crește și tensiunea electromotoare indusă, curentul din indus scade și se acționează asupra reostatului de pornire în sensul reducerii valorii rezistenței lui, astfel încât valoarea curentului de pornire să nu scadă sub o anumită valoare impusă. În momentul în care reostatul de pornire a fost scurtcircuitat, iar turația motorului a ajuns la valoarea nominală, curentul va fi dat de relația (6.36). Această metodă de pornire a motoarelor de curent continuu se utilizează la motoarele de curent continuu alimentate de la o rețea de alimentare cu tensiune constantă.

Metoda de micșorare a tensiunii de alimentare a motorului este utilizată, în special, la motoarele de curent continuu de puteri mari, la care intercalarea unui reostat de pornire ar duce la pierderi mari prin efect Joule-Lenz. Metoda necesită o instalație specială pentru reglarea tensiunii. Deoarece fluxul magnetic trebuie să rămână constant, pentru a nu modifica valoarea acestuia odată cu variația tensiunii aplicate, motorul trebuie să aibă excitație separată.

Cuplul de pornire va avea valoarea:

$$M_p = K_M \cdot \phi \cdot I_p \quad (6.40)$$

Pentru obținerea unui cuplu de pornire cât mai mare, se poate acționa asupra curentului din indus la pornire I_p , cât și asupra fluxului magnetic inductor ϕ . Curentul de pornire este limitat la valoarea $(1,5 \dots 2,5) I_n$ și ca urmare va trebui să se acționeze asupra fluxului magnetic.

În acest scop, la motoarele cu excitație derivație sau mixtă, reostatul de excitație este scurtcircuitat, iar alimentarea înfășurării de excitație derivație se face înaintea reostatului de pornire.

Motoarele cu excitație derivație se pornesc în mod obișnuit prin scoaterea succesivă a unor rezistențe din circuitul indusului. Schema de principiu a unui motor de curent continuu cu excitație derivație care se pornește cu ajutorul rezistențelor de pornire este reprezentată în figura 6.22. La început, în circuitul indusului se introduce rezistența ($R_1 - R_a$) care limitează curentul până la valoarea I_{\max} . Procedeeul continuă până când, scoțându-se din circuitul indusului ultima treaptă de rezistență, curentul ajunge la valoarea I_{\min} , corespunzătoare cuplului rezistent respectiv și rezistenței indusului R_a .

Automatizarea procesului de pornire duce la creșterea eficienței mecanismelor, în special în cazul funcționării acestora în regim intermitent. În figura 6.23 este reprezentată diagrama de pornire a unui motor de curent continuu cu excitație derivație în trei trepte. Conform acestei diagrame, motorul poate fi pornit manual sau automat.

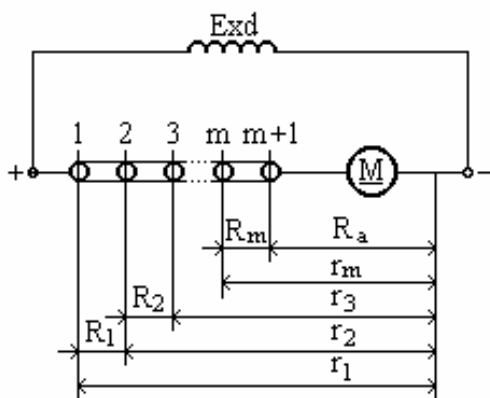


Fig. 6.22 Schema electrică a unui motor de curent continuu cu excitație derivație care pornește cu ajutorul rezistențelor de pornire

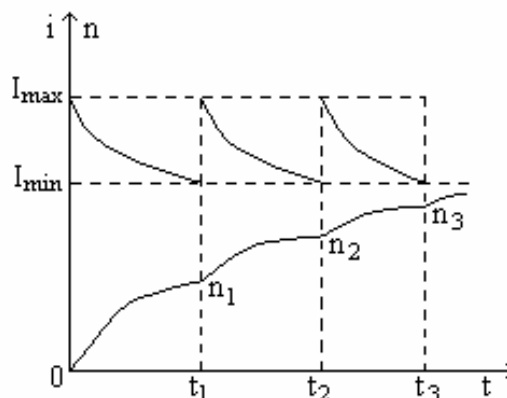


Fig. 6.23 Diagrama de pornire a unui motor de curent continuu cu excitație derivație în trei trepte

Dacă pornirea se execută cu un reostat manual, atunci trecerea de pe o treaptă pe alta a reostatului de pornire se face ținând seama de indicațiile ampermetrului din circuitul indusului. Pornirea automată permite să se mențină condițiile impuse (la pornire) cu o precizie mai mare.

Din examinarea diagramelor din figura 6.23 rezultă că decuplarea treptelor de rezistență trebuie să se facă pentru anumite viteze de rotație a motorului (n_1, n_2, n_3), pentru o anumită valoare a curentului I_{\min} și după anumite intervale de timp (t_1, t_2, t_3).

În concluzie, comanda pornirii poate fi făcută astfel:

- în funcție de viteză;
- în funcție de curent;
- în funcție de timp.

Se preferă însă, în general, ca viteza motorului să fie fixată pe cale indirectă, cu ajutorul unor parametri electrici legați de viteză. Pentru motorul de curent continuu un astfel de parametru este tensiunea contraelectromotoare. Tensiunea, care depinde de tensiunea contraelectromotoare, este adusă la bornele bobinelor

releelor, care, intrând în funcțiune pentru o anumită valoare a acestei tensiuni, realizează trecerea de pe o treaptă pe alta a reostatului de pornire, în ordinea stabilită.

Schema electrică pentru pornirea automată a motorului de curent continuu cu excitație derivație în funcție de viteză (tensiunea la bornele indusului) este prezentată în figura 6.24.

Elementele din montaj au următoarele semnificații: **M** – motor de curent continuu cu excitație derivație (**Exd** – înfășurarea de excitație derivație); **1R** – releu de tensiune cu contact normal deschis **1R**; **2R** – releu de tensiune cu contact normal deschis **2R** și contact normal închis **2R**; **r₁** și **r₂** – rezistențe pentru reglarea tensiunilor releelor; **A** – ampermetru; **V** – voltmetru; **R₁**, **R₂** rezistențe de pornire; **K** – întreruptor bipolar; **S** – siguranțe.

În figura 6.24 fiecare releu de tensiune este acordat pentru o anumită valoare a tensiunii, pentru care miezul său este atras, închizându-și în felul acesta contactele. Pornirea motorului începe după închiderea întreruptorului **K**, când schema este conectată la tensiunea de alimentare. Prin indus se stabilește un curent care este limitat de rezistențele **R₁** și **R₂**. Pe măsură ce viteza de rotație a motorului crește, crește și tensiunea contraelectromotoare, scade curentul, iar tensiunea la bornele indusului crește. Pentru o anumită viteză de rotație **n₁** (fig. 6.24), tensiunea la bornele bobinei releului de tensiune atinge o valoare la care releul acționează

și închide contactul normal deschis **1R**, șuntând astfel prima treaptă **R₁** a rezistenței de pornire și lăsând în circuitul indusului numai rezistența **R₂**. Când viteza de rotație a motorului devine **n₂** (viteza de rotație nominală), iar tensiunea atinge o valoare apropiată de valoarea tensiunii de alimentare, intră în funcțiune releul **2R**, care își închide contactul normal deschis **2R** și în felul acesta se scurtcircuitează ambele trepte ale rezistenței. În același timp se deschide contactul normal închis **2R** și astfel bobina releului **1R** își pierde alimentarea și nu rămâne sub tensiune în timpul funcționării motorului, evitându-se astfel încălzirea acestui releu sau arderea lui. În figura prezentată, reglarea releelor pentru tensiunile respective se realizează cu ajutorul rezistențelor **r₁** și **r₂**.

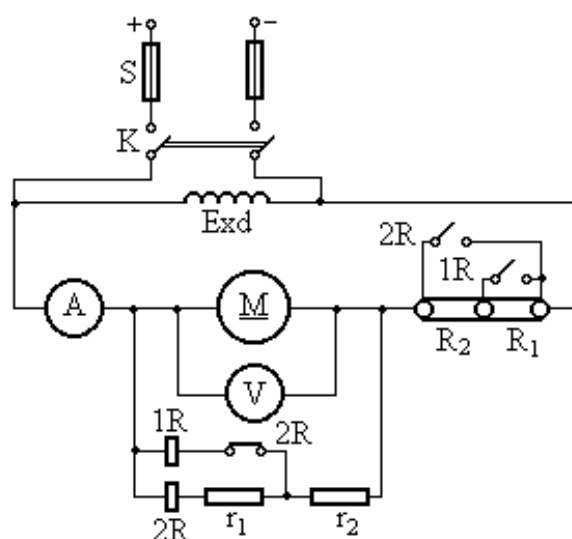


Fig. 6.24 Schema electrică pentru pornirea automată a motorului de curent continuu

6.3.5. CARACTERISICILE MOTOARELOR DE C.C.

Caracteristica mecanică a motorului de curent continuu reprezintă dependența turației motorului **n**, de cuplul electromagnetic **M** (aproximativ egal cu

cuplul mecanic M_2), $n = f(M)$, atunci când tensiunea de alimentare și curentul de excitație sunt constante, $U = \text{const.}$, $I_e = \text{const.}$

Caracteristica mecanică a motoarelor cu excitație separată și derivație

Din ecuația de echilibru a tensiunilor (6.21) și din expresia tensiunii electromotoare (rel. 6.27) rezultă:

$$n = \frac{U - R_a \cdot I_a}{K_E \cdot \phi} = \frac{U}{K_E \cdot \phi} - \frac{R_a \cdot I_a}{K_E \cdot \phi} \quad (6.41)$$

Din expresia cuplului electromagnetic (rel. 6.34) rezultă:

$$I_a = \frac{M}{K_M \cdot \phi} \quad (6.42)$$

Înlocuind relația (6.42) în relația (6.41) se obține:

$$n = \frac{U}{K_M \cdot \phi} - \frac{R_a \cdot M}{K_M \cdot K_E \cdot \phi^2} = n_0 - K_1 \cdot M \quad (6.43)$$

În relația (6.43) n_0 reprezintă turația de mers în gol, la cuplu de sarcină zero ($M = 0$). Ea este proporțională cu tensiunea de alimentare U și invers proporțională cu fluxul ϕ .

În figura 6.25 (curba 1) este redată caracteristica mecanică a motoarelor de curent continuu cu excitație separată sau derivație. Aceasta este o dreaptă cu panta negativă, fiind o caracteristică rigidă, de tip derivație.

Caracteristica prezintă o variație mică a turației la o variație mare a cuplului rezistent, motiv pentru care aceste motoare sunt utilizate în acționările electrice unde este nevoie de o turație aproximativ constantă la o variație mai mare a cuplului rezistent.

Caracteristica mecanică a motorului cu excitație serie

Făcându-se abstracție de saturația magnetică, se poate considera că fluxul magnetic este proporțional cu curentul I_a :

$$\phi = K_\phi \cdot I_a \quad (6.44)$$

În acest caz expresia cuplului electromagnetic devine:

$$M = K_M \cdot \phi \cdot I_a = K_M \cdot K_\phi \cdot I_a^2 \quad (6.45)$$

Din ecuația de echilibru a tensiunilor:

$$U = U_e + (R_a + R_{es}) \cdot I_a \quad (6.46)$$

și din expresia tensiunii electromotoare (6.27) și a fluxului magnetic (6.44), rezultă turația motorului:

$$n = \frac{U - (R_a + R_{es}) \cdot I_a}{K_E \cdot \phi} = \frac{U}{K_E \cdot K_\phi \cdot I_a} - \frac{R_a + R_{es}}{K_\phi \cdot K_E} \quad (6.47)$$

Valoarea curentului indus I_a rezultă din relația (6.46):

$$I_a = \sqrt{\frac{M}{K_M \cdot K_\phi}} \quad (6.48)$$

Înlocuind relația (6.48) în relația (6.47) rezultă:

$$n = \frac{U}{K_E \sqrt{\frac{M \cdot K_\phi}{K_M}}} - \frac{R_a + R_{es}}{K_\phi \cdot K_E} = \frac{K_1}{\sqrt{M}} - K_2 \quad (6.49)$$

care exprimă ecuația unei hiperbole.

În figura 6.25 (curba 2) este reprezentată caracteristica mecanică a motorului de curent continuu cu excitație serie, care este caracteristică mecanică suplă sau de tip serie. Se observă că la o variație mică a cuplului de sarcină, apare o variație mare a vitezei.

Din analiza caracteristicii mecanice, rezultă că motorul de c.c. cu excitație serie nu poate porni în gol, deoarece turația ar fi foarte mare, motiv pentru care la pornire se impune un cuplu rezistent de minimum $0,25M_n$.

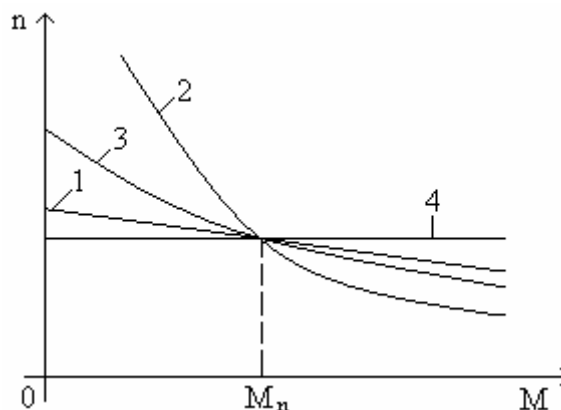


Fig. 6.25 Caracteristicile mecanice ale motorului de c.c.

Caracteristica mecanică de tip serie este avantajoasă în tracțiunea electrică deoarece permite obținerea unor cupluri de pornire importante și suportă șocurile de sarcină la o putere utilă constantă. Motoarele cu excitație serie sunt utilizate și la mașinile de ridicat și de extracție.

Caracteristica mecanică la motoarele cu excitație mixtă

La aceste motoare cu excitație serie adițională, la care înfășurarea de excitație serie produce un flux magnetic de același sens cu fluxul magnetic produs de înfășurarea de excitație derivație, se produce o scădere mai mare a turației pe măsură ce sarcina sa crește (curba 3), obținându-se o situație intermediară între cazul excitației derivație (curba 1) și cea serie (curba 2) din figura 6.25. Aceste motoare sunt utilizate în tracțiunea electrică.

În cazul motoarelor cu excitație mixtă diferențială (la care fluxul magnetic produs de înfășurarea serie este de sens contra cu fluxul magnetic produs de înfășurarea derivație), excitația serie dezexcită motorul pe măsură ce sarcina crește, din care cauză turația nu mai scade ca la excitația derivație, ci rămâne practic constantă (curba 4). Aceste motoare sunt utilizate mai rar, deoarece pot apărea fenomene de instabilitate în funcționarea lor. La pornirea lor, înfășurarea serie trebuie scurtcircuitată deoarece micșorează cuplul de pornire prin micșorarea fluxului magnetic rezultat, ceea ce conduce la înrăutățirea condițiilor de pornire.

Din expresia turației motorului de curent continuu, rezultă că viteza de rotație poate fi modificată prin variația tensiunii de alimentare U , prin intercalarea în circuitul electric al indusului a unui reostat variabil R_v și prin modificarea fluxului magnetic inductor ϕ . Se pot obține astfel **caracteristicile de reglaj** ale motoarelor de curent continuu, care sunt familii de caracteristici mecanice artificiale.

Rezistența variabilă R_v nu poate fi substituită de reostatul de pornire R_p , deoarece acesta este dimensionat la o funcționare de scurtă durată, pe când reostatul R_v trebuie dimensionat la o funcționare de lungă durată.

Din punct de vedere al reglării vitezei de rotație, motoarele de c.c. permit o reglare economică și în limite largi a turației.

6.3.6. REGLAREA VITEZEI DE ROTAȚIE A MOTORULUI DE C.C. ÎN SISTEMUL GENERATOR – MOTOR (GRUPUL WARD–LEONARD)

Schema electrică a grupului Ward-Leonard este prezentată în figura 6.26

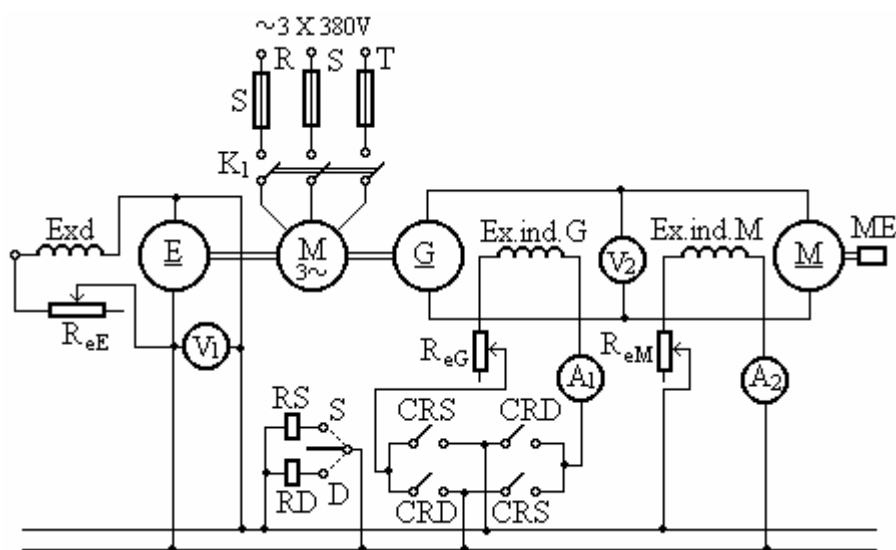


Fig. 6.26 Schema electrică a grupului Ward-Leonard

Elementele montajului experimental au următoarele semnificații: **M** – motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit; **E** – generator de curent continuu cu excitație derivație (**Exd** – înfășurarea de excitație derivație); **G** – generator de curent continuu cu excitație independentă (**Ex.ind.G** – înfășurarea de excitație independentă); **M** – motor de curent continuu cu excitație independentă (**Ex.ind.M** – înfășurarea de excitație independentă); **A₁**, **A₂** – ampermetre; **V₁**, **V₂** – voltmetre; **R_{eG}**, **R_{eE}**, **R_{eM}** – reostate de excitație; **K₁** – întreruptor tripolar; **K₂** – comutator cu trei poziții; **RE**, **RD** – relee de tensiune pentru comanda inversării sensului curentului în înfășurarea de excitație a generatorului; **CRS**, **CRD** – contacte normal deschise ale releelor de tensiune; **S** – siguranțe.

Mecanismul executor **ME** este antrenat de către motorul de curent continuu cu excitație independentă **M**. Rotorul motorului este alimentat de un generator de curent continuu cu excitație independentă **G**, direct, fără nici un reostat de pornire sau reglare. Acest generator este antrenat de un motor asincron trifazat **M**. Tensiunea continuă pentru alimentarea înfășurărilor de excitație ale generatorului **G** și motorului **M** este furnizată de un generator de curent continuu cu excitație derivație **E**, care alimentează o mică rețea de curent continuu. În circuitul de

excitație al motorului **M** se introduce un reostat de excitație **R_{eM}**. În circuitul de excitație al generatorului **G**, pe lângă reostatul de excitație **R_{eG}**, se introduce și sistemul de schimbare a sensului curentului din înfășurarea de excitație a generatorului și prin aceasta schimbarea sensului de rotație a motorului, sistem compus din contactele normal deschise **CRD** și **CRS** ale releelor **RD** și **RS**, comandate cu ajutorul comutatorului **K₂**. În circuitul de excitație al generatorului **E** există reostatul de excitație **R_{eE}**.

Grupul Ward-Leonard are multiple aplicații practice, care se datorează proprietăților și caracteristicilor sale, cele mai importante fiind:

1. Viteza de rotație poate fi reglată economic și continuu în limite largi.
2. Asigură cele mai diferite regimuri de funcționare (se pretează la acționările care necesită porniri, frânări și reversări frecvente).
3. Are o funcționare stabilă, caracteristicile **n = f (M)** având o mare rigiditate în intervalul de la **n = 0** la **n = n_n**.

Ecuția caracteristicilor mecanice pentru motoarele de curent continuu cu excitație independentă este următoarea:

$$n = \frac{U}{K_E \phi} - \frac{R_a}{K_E K_M \phi^2} M = n_o - \frac{R_a}{K_E K_M \phi^2} M \quad (6.50)$$

Din relația prezentată se observă că reglarea vitezei de rotație a motorului se poate realiza prin două metode:

- se menține constant fluxul magnetic de excitație al motorului de curent continuu, în general, la valoarea sa maximă și se modifică tensiunea la bornele generatorului;
- se menține constantă tensiunea la bornele generatorului și se micșorează fluxul magnetic de excitație al motorului.

Limitele de reglare a vitezei de rotație a motorului în acest sistem sunt condiționate pentru limita superioară de reglare, prin micșorarea fluxului, de condițiile de comutație care se înrăutățesc odată cu creșterea vitezei, iar pentru limita inferioară de magnetismul remanent al generatorului și prin faptul că la viteze mici, căderea de tensiune din circuitul indusului la sarcina maximă devine comparabilă cu tensiunea generatorului.

În cazul reglării vitezei motorului prin variația tensiunii, caracteristicile mecanice sunt reprezentate prin drepte paralele între ele (neglijând reacția indusului), deoarece căderea de tensiune în circuitul rotoarelor mașinilor rămâne aceeași pentru o sarcină dată, pentru toate caracteristicile.

Numărul caracteristicilor și, prin urmare, continuitatea reglării, sunt determinate de numărul de trepte ale reostatului din circuitul de excitație al generatorului. În cazul reglării vitezei motorului, prin variația fluxului magnetic, caracteristicile mecanice nu mai prezintă paralelism deoarece acestea se obțin prin micșorarea fluxului magnetic la o tensiune constantă de alimentare.

6.3.7. INVERSAREA SENSULUI DE ROTAȚIE

Din expresia cuplului electromagnetic, dată de relația (6.34), **M = K_M · φ · I_a**, rezultă că sensul cuplului motor produs, deci sensul de rotație a motorului, poate fi

modificat fie prin inversarea sensului fluxului magnetic ϕ , fie prin inversarea sensului curentului indus I_a .

În acest scop, trebuie să se inverseze legăturile, fie la excitație, fie la indus. Dacă se inversează ambele legături simultan, sau se modifică polaritatea tensiunii de alimentare, sensul de rotație nu se schimbă. Modificarea sensului fluxului magnetic inductor (a curentului de excitație) nu se utilizează practic, deoarece tensiunile electromotoare de autoinducție care apar sunt mari, datorită inductivității mari a înfășurării de excitație.

6.3.8. FRÂNAREA MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

Principalele metode de frânare a motorului de curent continuu sunt următoarele:

- a) frânarea prin recuperare;
- b) frânarea dinamică (reostatică);
- c) frânarea prin conectare inversă

Frânarea prin recuperare se utilizează atunci când motorul este antrenat de către mecanismul acționat, la o turație mi mare decât turația n_0 de mers în gol a motorului. O astfel de situație apare, de exemplu, la un vehicul acționat electric care a coborât o pantă. Când începe coborârea pantei, gravitatea acționează asupra vehiculului, iar cuplul motor și curentul I_a scad la zero, motorul funcționând în gol. Crescând turația peste valoarea n_0 , tensiunea contraelectromotoare U_e depășește ca valoare tensiunea sursei de alimentare U și mașina funcționează ca un generator, transformând energia cinetică a vehiculului în energie electrică, pe care o cedează sursei de alimentare, realizându-se astfel o recuperare de energie.

Frânarea prin recuperare este cea mai economică metodă de frânare, însă poate fi utilizată numai la turații mari, ceea ce înseamnă că nu se poate opri motorul prin această metodă.

Frânarea dinamică se realizează decuplând motorul de la sursa de alimentare U și conectând la bornele înfășurării rotorice un reostat. Rotorul rotindu-se în virtutea inerției face ca mașina să funcționeze ca un generator, generând prin circuitul format din înfășurarea rotorică și reostat un curent de sens invers față de cel anterior decuplării de la sursa de alimentare U . Prin această metodă se obține un cuplu care acționează în sens invers sensului de rotație a rotorului, micșorându-i turația. Pe măsură ce turația scade se reduce și efectul de frânare.

Frânarea prin conectare inversă (prin contraconectare) se poate obține în două moduri:

- dacă motorul de c.c conectat la rețea pentru a obține un anumit sens de rotație, este obligat de mecanismul de antrenare să se rotească în sens invers;
- dacă se schimbă sensul curentului din indus, deci sensul cuplului motor.

În primul caz nu este necesară nici un fel de comandă, iar în al doilea caz, se lasă fluxul magnetic de excitație neschimbat, inversându-se polaritatea tensiunii aplicate indusului, deci și sensul curentului din rotor, și ca urmare sensul cuplului electromagnetic.

6.4. MOTORUL DE C.C. FĂRĂ PERII. SISTEMUL DE COMANDĂ

6.4.1. NOȚIUNI GENERALE

Apariția și creșterea utilizării motoarelor pas cu pas, motoarelor de c.a. asincrone, motoarelor cu reluctanță comandată și motoarelor de c.c. fără perii, cu toate aplicațiile particulare ale acestora, a dus la suprapunerea, în numeroase situații, a domeniilor lor de utilizare.

Stabilirea corectă a sistemului de acționare pentru o anumită aplicație depinde atât de viteza și cuplul impuse, cât și de răspunsul, performanțele, costul și complexitatea cerute.

Sistemele de comandă realizate cu motoare de c.c. fără perii reprezintă una dintre cele mai utilizate soluții de acționare pentru o gamă largă de aplicații (în industrie, robotică, aviație, acționare prin servomotor).

În continuare sunt prezentate câteva aspecte teoretice, modul de funcționare a unui motor de c.c. fără perii și o serie de considerații referitoare la proiectarea sistemelor de comandă a motoarelor de c.c. fără perii, în care sunt utilizate pe post de element de comutare principal tranzistoare MOSFET de putere.

Principalul avantaj al unei mașini de c.c. clasice, în comparație cu o mașină de c.a., constă în ușurința cu care un motor de c.c. poate fi comandat pentru a se obține o viteză de funcționare variabilă (inclusiv schimbarea sensului de rotație) și în capacitatea de frânare prin funcționarea ca generator.

Cel mai mare dezavantaj al unei mașini de c.c. este datorat faptului că periile de carbon presat se deteriorează în timp rezultând praf, necesitând întreținerea și eventual înlocuirea acestora. Zgomotul R.F. generat de port-periile unui motor de c.c. poate avea o valoare ridicată și în anumite medii, scânteele la perii pot deveni periculoase. Motoarele de c.c. fără perii au fost realizate pentru a îmbunătăți performanțele unui motor de c.c. clasic și pentru a elimina dezavantajele legate de perii.

Principalele avantaje ale unui motor de c.c. fără perii sunt următoarele:

- fiabilitate ridicată și siguranță mare în funcționare;
- randament mare;
- funcționare la o viteză ridicată, viteza putând fi variată într-un domeniu larg;
- posibilitatea de a realiza un cuplu electromagnetic maxim pentru un domeniu larg al vitezei de funcționare;
- construcție simplă și robustă a rotorului;
- posibilitatea de funcționare în vid și în medii explozive sau periculoase;
- eliminarea zgomotului datorat scânteeilor la perii.

6.4.2. CONFIGURAȚIA UNUI MOTOR DE C.C. FĂRĂ PERII

La un motor de c.c. clasic câmpul magnetic inductor este realizat cu un magnet permanent sau cu o înfășurare alimentată în c.c. și dispusă pe polii inductori statorici. În cazul unui motor de c.c. cu înfășurare statorică, înfășurarea

trebuie să aibă un număr mare de spire pentru a obține câmpul magnetic necesar în întrefierul motorului. În cazul unui motor de c.c. cu magnet permanent, datorită densității mici de energie a materialelor clasice cu magnetizație permanentă, este necesară utilizarea unor magneți de dimensiuni mari, care să permită obținerea unor fluxuri magnetice de valoare ridicată în întrefier și să evite demagnetizarea. Dacă oricare din aceste două variante sunt utilizate, câmpul de excitație fiind realizat pe rotorul mașinii, se obține o inerție și o greutate a rotorului de valori ridicate, care vor face motorul nepractic raportat la mărimea și răspunsul său dinamic.

O mașină de c.c. clasică are un număr mare de bobine ale înfășurării induse rotorice, acestea fiind dispuse în creștăturile longitudinale ale miezului magnetic rotoric. Înfășurarea rotorică este o înfășurare simetrică închisă, ale cărei bobine sunt înseriate la lamelele colectorului. Colectorul este un corp cilindric format din lamele de cupru, dispuse radial sau sub formă de coroană, izolate între ele și față de un ax prin plăcuțe de micanită, și rigidizate prin conuri de strângere, inele de fretare sau prin turnare într-o masă izolantă. Fiecare lamelă de colector este prevăzută la unul din capete cu un canal radial în care se lipesc legăturile de la înfășurarea indusului. Periile, montate pe stator, conectează succesiv lamelele colectorului și deci și bobinele înfășurării rotorice la o sursă de tensiune continuă exterioară U . Din interacțiunea dintre câmpul magnetic inductor al polilor inductorilor statorici și curentul din înfășurarea rotorică, iau naștere forțe electromagnetice F tangente la indus, care raportate la axul mașinii produc asupra rotorului un cuplu electromagnetic M ce pune în mișcare rotorul motorului. Prin rotirea indusului în câmpul magnetic inductor statoric, în înfășurarea rotorică se va induce o t.e.m. de mișcare, al cărui sens este invers sensului curentului care circulă prin înfășurare, conform regulii lui Lenz.

În cazul unui motor de c.c. fără perii alimentarea în c.c. a bobinelor înfășurării rotorice este realizată electronic, față de cazul precedent în care este realizată o conectare mecanică. Elementele comutatoare de putere sunt dispuse într-o configurație de punte inversoare (**2** comutatoare de putere pentru o bobină) pentru a permite un curent electric în ambele sensuri prin bobinele înfășurării rotorice. În cazul acesta numărul bobinelor înfășurării rotorice este redus în comparație cu cazul precedent, deoarece ar fi necesar un număr mare de dispozitive de comutare și astfel sistemul de comandă ar deveni scump și dificil de controlat. Un compromis ar fi existența a numai **3** bobine ale înfășurării rotorice, rezultând astfel **6** comutatoare de putere. Reducerea numărului de bobine ar putea determina un “rippu” al cuplului electromagnetic, care însă poate fi eliminat printr-o proiectare corespunzătoare a motorului. Înfășurarea rotorică cu trei bobine a unui motor de c.c. fără perii este similară cu înfășurarea statorică trifazată a unei mașini de c.a. trifazat și pentru a descrie separat fiecare din cele trei bobine ale înfășurării induse poate fi utilizat termenul de fază.

Dezvoltarea mașinilor de c.c. fără perii a fost posibilă prin realizările obținute în alte două tehnologii, și anume: materiale pentru magneți permanenți și comutatoare semiconductoare de putere.

Materiale pentru magneti permanenți

Materialele magnetice permanente clasice, cum ar fi AlNiCo și feritele, sunt limitate fie de remanența magnetică scăzută care duce la o densitate mică a fluxului magnetic în întrefierul mașinilor electrice, fie de posibilitatea de demagnetizare a acestora în prezența unui câmp electric de intensitate ridicată. În ultimii ani, au apărut noi materiale magnetice care au o remanență magnetică ridicată, rezultând o densitate mare a fluxului magnetic în întrefier precum și un câmp magnetic coercitiv ridicat, ceea ce le face mai rezistente la demagnetizare chiar și în condiții sub limita de funcționare normală.

Printre cele mai comune dintre aceste materiale, denumite “pământuri rare”, se numără următoarele: Samarium Cobalt (SmCo_5 și $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) și Neodin-Fier-Bor (Nd-Fe-B). Aceste materiale, care sunt foarte scumpe, au performanțe superioare atunci când sunt utilizate ca magneti permanenți pentru producerea câmpului magnetic de excitație în motoarele de c.c. fără perii. Datorită densității mari de energie dezvoltată de magnetii “pământuri rare”, cantitatea de material necesară realizării unui magnet este mult mai redusă, rezultând un volum al magnetilor din “pământuri rare” mult mai mic, ceea ce face posibilă dispunerea acestora pe rotorul motorului. Se obține astfel o inerție scăzută a rotorului, rezultând un motor cu un cuplu electromagnetic ridicat. Înfășurarea indusă care este alcătuită din trei bobine (faze) poate fi dispusă pe stator, putând fi astfel eliminate periile de alimentare, specifice unui motor de c.c. clasic.

Comutatoare electronice de putere

Pentru un motor de c.c. fără perii, prezentat în figura 6.27, este necesară alimentarea succesivă a celor trei faze ale înfășurării induse, pentru a determina rotația rotorului. Deoarece cele trei bobine sunt dispuse pe stator, nu mai este necesar ansamblul colector-perii, respectiv port-perii și dispozitivele de fixare a acestora. Dezvoltarea elementelor comutatoare electronice de mare putere (tiristori, tranzistori bipolari de putere și în montaj Darlington și, mai recent, MOSFET, FREDFET, SensorFET și IGBT) a permis ca și motoarele de puteri mari să fie comandate electronic, făcând posibilă apariția sistemelor de comandă a motoarelor de c.c. fără perii.

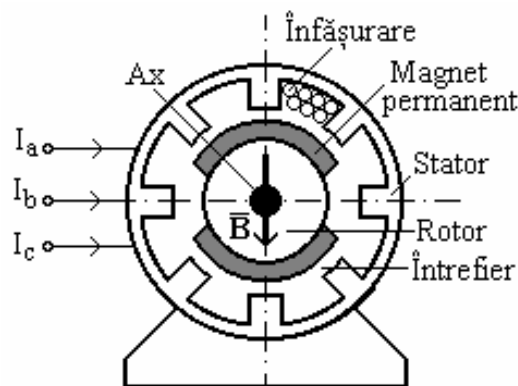


Fig. 6.27 Configurația unui motor de c.c. fără perii

6.4.3. SISTEMULUI DE COMANDĂ

În figura 6.28 este prezentată schema electrică a unui sistem de control a unui motor de c.c. fără perii, care utilizează ca elemente de comutație principale dispozitive de putere MOSFET.

Tensiunea continuă de alimentare, care este o tensiune fixă, poate fi furnizată de un acumulator, de o sursă de putere de tensiune mică sau printr-o priză

de la un transformator electric, tensiunea obținută fiind redresată și filtrată. Tensiunea de alimentare a înfășurării induse poate avea valorile de **12V** sau **24V** (valori utilizate frecvent în aplicațiile auto), **12V-48V** (comanda discurilor și a benzilor magnetice), **150V-550V** pentru aplicații monofazate sau trifazate (mașini unelte, servo-comenzi industriale etc.)

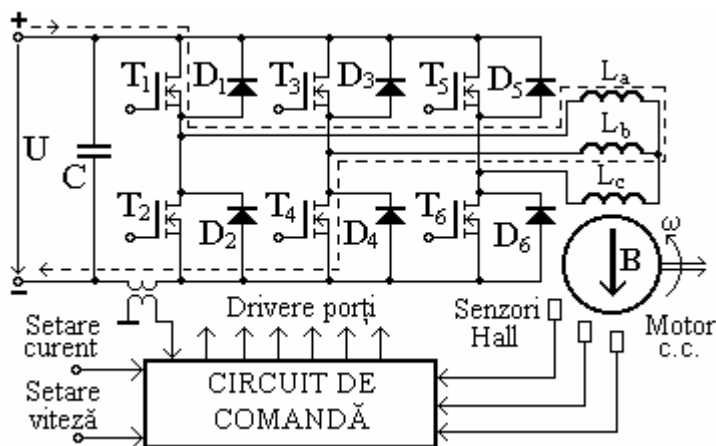


Fig. 6.28 Sistemul de comandă a unui motor de c.c. fără perii

Puntea inversoare reprezintă principala treaptă de conversie a puterii, ea furnizând și secvența de comandă a dispozitivelor de comutare de putere, care controlează viteza de rotație, sensul cuplului electromagnetic al motorului. Comutatoarele de putere pot fi tranzistori bipolari de putere sau tranzistori de putere MOSFET. De asemenea pot fi utilizate dispozitive inversoare mixte, ca de exemplu sisteme care utilizează tranzistoare **pn**p în montaj Darlington pentru comutatoare de mare putere sau tranzistori MOSFET pentru comutatoare de mică putere. Diodele de recuperare pentru fiecare comutator al punții inversoare, pot fi dispozitive interne (din structura comutatorului principal de putere) ca în cazul tranzistoarelor FREDFET sau pot fi dispozitive externe (separate de elementul de comutare) ca în cazul tranzistoarelor MOSFET sau IGB.

Viteza de comutație a elementelor de putere poate fi în domeniul **3kHz-20kHz** sau chiar mai mult. Pentru multe aplicații, o viteză de comutație ultrasonică (**>15-20kHz**) este necesară pentru a reduce zgomotele și vibrațiile sistemului, amplitudinile maxime ale curenților la comutare și pentru a elimina în motor pulsațiile armonice de comutare. Datorită posibilității de comutație cu o frecvență ridicată a dispozitivelor de putere MOSFET, aceste sunt cel mai des utilizate pentru comanda motoarelor de c.c. fără perii.

Pentru elementele inversoare de putere pot fi alese tranzistoare MOSFET cu canal N pentru fiecare dispozitiv de comutație din partea de jos a fiecărei perechi de elemente de comutație și respectiv, tranzistoare MOSFET cu canal P pentru jumătatea de sus a fiecărei perechi de elemente de comutație. În acest caz, dezavantajul principal constă în faptul că tranzistorul MOSFET cu canal P, la o aceeași rezistență $R_{DS(ON)}$ ca a echivalentului său cu canal N, este mult mai scump (necesită o suprafață cu silicon mult mai mare). Totuși, pot fi utilizate tranzistoare

cu canal N atât pentru partea de sus cât și pentru partea de jos a fiecărei perechi de elemente de comutație, însă pentru elementul de comutație superior este nevoie de un anumit tip de comandă “flotantă”. Astfel poate fi utilizat un circuit de comandă cu separare galvanică prin transformator sau cu separare optică prin optocuplor, care furnizează impulsurile de comandă pentru elementul de comutație superior (fig. 6.29). În circuitul prezentat în figura 6.29 condensatorul C este încărcat prin dioda D_3 de fiecare dată când tranzistorul MOSFET M_2 este deschis. Când tranzistorul M_2 se blochează condensatorul C rămâne încărcat la tensiunea de alimentare a porții, iar dioda D_3 se va polariza invers. Dacă se aplică la intrarea circuitului un puls de comandă invers, condensatorul C se descarcă prin circuitul de poartă al tranzistorului M_1 , comandând deschiderea dispozitivului.

În figura 6.27 este prezentat un motor de c.c. fără perii cu doi poli, câmpul magnetic de excitație fiind produs de un magnet permanent montat pe rotor, iar pe stator aflându-se înfășurarea trifazată care este alimentată în c.c. Pot fi utilizate și motoare cu un număr mai mare de poli, în funcție de dimensiunea rotorului, viteza de rotație, frecvența impulsurilor de comandă a elementelor de comutație principale. Fazele înfășurării statorice sunt de regulă conectate într-o configurație în stea (fig. 6.28).

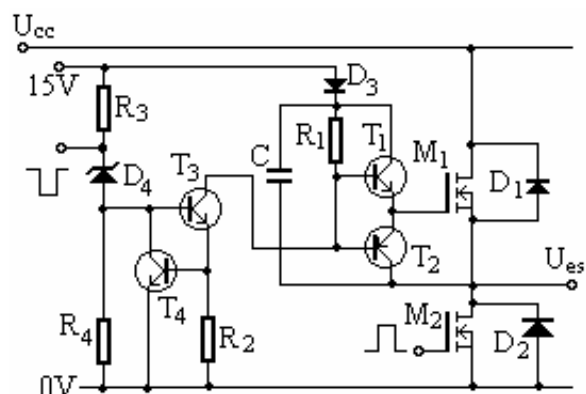


Fig. 6.29 Circuit de comandă a elementelor de comutație principale

De asemenea sunt utilizați senzori de poziție ai rotorului pentru a comanda secvența de comutație a punții inversoare. Uzual sunt utilizați trei senzori cu efect Hall, montați la 120° unul față de altul pe carcasa interioară a statorului (în întrefierul mașinii). Când rotorul avansează, semnalele de comutație obținute de la dispozitivele cu efect Hall sunt transformate în informații care prezintă poziția rotorului, pentru a stabili secvența de comandă a punții inversoare.

Pentru a micșora “rippu”-l cuplului electromagnetic, t.e.m. induse în fiecare fază a înfășurării statorice trebuie să fie constante în timp, atâta timp cât faza respectivă este parcursă de curent. Orice variație a t.e.m. induse într-o fază, atâta timp cât faza este parcursă de curent, determină o variație corespunzătoare a cuplului electromagnetic dezvoltat de faza respectivă. Un motor de c.c. fără perii, la care t.e.m. induse în cele trei faze sunt constante pentru 120° (motor cu t.e.m. trapezoidale), prezintă performanțe optime.

Puntea inversoare este comandată pentru a limita curentul prin dispozitivele de comutație și de aici cuplul electromagnetic al motorului, respectiv direcția și viteza de rotație a rotorului. Cuplul electromagnetic mediu obținut este determinat de curentul mediu prin fiecare fază a înfășurării statorice, când aceasta este alimentată. Viteza motorului este sincronizată cu formele de undă ale tensiunii de alimentare aplicată și astfel viteza de rotație poate fi comandată prin modificarea frecvenței secvenței de comutație a inversorului.

Semnalul de reacție pentru poziția rotorului este obținut cu dispozitive cu efect Hall sau cu traductori opto-electronici, cu ajutorul unui disc cu fante care este montat pe axul rotorului. De asemenea, este posibil ca poziția rotorului să fie determinată prin monitorizarea t.e.m. induse în fazele înfășurării statorice, necesitând însă proiectarea unor circuite electrice mai complexe. În unele aplicații dispozitivele cu efect Hall pot fi utilizate pentru a furniza un semnal electric care este proporțional cu viteza motorului, semnalul putând fi utilizat într-un circuit de reacție (circuit cu buclă închisă). Circuitul de comandă (controller-ul) necesită de asemenea un semnal de reacție pentru a controla valoarea medie a curentului de alimentare a celor trei faze (fig. 6.28), curentul putând fi controlat utilizând tehnica de comandă PWM (modulația impulsurilor în durată). Valoarea de referință a curentului este comparată cu valoarea curentului din circuitul de reacție, semnalul de la ieșirea comparatorului fiind utilizat pentru a determina semnalul de comutație la dispozitivele de putere principale. Funcțiile suplimentare ale controller-ului includ protecția la supratensiune, protecția termică (supraîncălzirea dispozitivelor de putere), controlul ripplu-ului curentului de alimentare, intrări pentru amplificatorul de eroare și microprocesoare compatibile.

Există o serie de producători de circuite integrate care oferă circuite integrate speciale, care au toate funcțiile pentru o comandă PWM a motoarelor de c.c. fără perii. De exemplu, Philips Semiconductors, produce circuitul integrat NE5570 CMOS, care este un circuit de comandă specializat pentru motoarele de c.c. fără perii cu trei faze, putând fi conectat printr-o interfață la un calculator, care îi furnizează datele de intrare. Acest dispozitiv conține un comparator PWM, un oscilator, un circuit pentru controlul dinamic al curentului și drivere adecvate pentru comanda tranzistoarelor de putere MOSFET.

6.4.4. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE A UNUI MOTOR DE C.C. FĂRĂ PERII

Funcționarea unui motor de c.c. fără perii poate fi explicată făcând referire la formele de undă prezentate în figura 6.30.

La fiecare moment de timp, poziția rotorului poate fi cunoscută prin semnalele de la ieșirea celor trei dispozitive cu efect Hall montate în interiorul carcasei statorului. Starea de la ieșirea dispozitivelor Hall se comută la fiecare 60° de rotație ale rotorului, determinând astfel 6 zone de conducție pentru curenții prin cele trei faze, ca în figura 6.30. Se obține astfel o secvență de comandă a dispozitivelor de putere principale încât să rezulte intervale simetrice de 120° de curent constant, pozitiv sau negativ, în fiecare din cele trei faze ale înfășurării statorice. Poziția senzorilor și controlul logic asigură ca t.e.m. induse în faze să fie în fază cu curenții de alimentare a celor trei faze, pentru a se asigura tot timpul un cuplu electromagnetic maxim.

Făcând referire la figurile 6.28 și 6.29, pentru prima zonă de conducție de 60° , comutatoarele T_1 și T_4 sunt deschise și curentul circulă prin fazele **A** și **B** ale înfășurării trifazate. În acest interval de timp, faza **C** nu este parcursă de curent. La

începutul primelor zone de conducție, dispozitivele cu efect Hall își schimbă starea și astfel tranzistorul T_1 se blochează iar tranzistorul T_3 se deschide. Secvența de comutație continuă în acest mod pe măsură ce rotorul avansează. La fiecare moment de timp două faze ale motorului sunt alimentate în timp ce cealaltă fază nu este alimentată. Forma de undă a curentului printr-o fază a motorului este de formă “qvasi”-pătrată, fazele motorului fiind alimentate $2/3$ din timpul total.

O altă funcție a circuitului de comandă este de a menține constantă valoarea curenților pentru fiecare interval de 120° , în care este alimentată o fază a motorului. Pentru a limita curentul la valoarea dorită unul sau ambele dispozitive conductoare sunt blocate, permițând trecerea curentului prin diodele de recuperare corespunzătoare ale punții inversoare. Valoarea curentului este limitată prin modificarea factorului de umplere a impulsurilor de comandă, astfel încât intensitatea curentului prin dispozitivele de putere și respectiv prin cele trei faze să nu depășească valorile impuse, în special în timpul pornirii motorului sau la viteze de rotație mici, când t.e.m. indusă în înfășurarea statorică are o valoare redusă. Valoarea ripplu-rilor de curent este controlată prin frecvența de comutație a impulsurilor modulate în durată (PWM).

Primul criteriu de selecție a dispozitivului de putere este valoarea tensiunii de alimentare a fazelor înfășurării trifazate. Tranzistoarele de putere MOSFET sunt capabile să reziste la tensiuni tranzitorii destul de mari, pierderile de putere în starea de saturație fiind relativ mici. În medii cu interferențe electromagnetice sau acolo unde apar supratensiuni sunt necesare circuite de protecție externe. Când se utilizează tensiunea de **220V** c.a. de la rețeaua monofazată de alimentare, după redresare și filtrare se obține o tensiune continuă de aproximativ **330V**. Utilizând ca elemente de comutație tranzistoare MOSFET cu tensiunea drenă-sursă de **450...500V**, rămâne o marjă suficientă pentru supratensiunile tranzitorii, astfel încât funcționarea acestora să nu fie afectată.

Valoarea curentului maxim admis de dispozitiv este determinată de condițiile cele mai dificile în care acesta poate funcționa. Acestea apar la pornirea motorului, la suprasarcină, la oprire, curentul fiind limitat cu un circuit de comandă adecvat. Protecția la scurtcircuit se poate realiza utilizând siguranțe fuzibile sau rele de supracurent. Față de curentul normal de alimentare a motorului, dispozitivul de putere va fi parcurs și de un curent suplimentar datorat diodei de recuperare, valoarea de vârf a acestuia depinzând de parametrii diodei cât și de frecvența de comutație a circuitului.

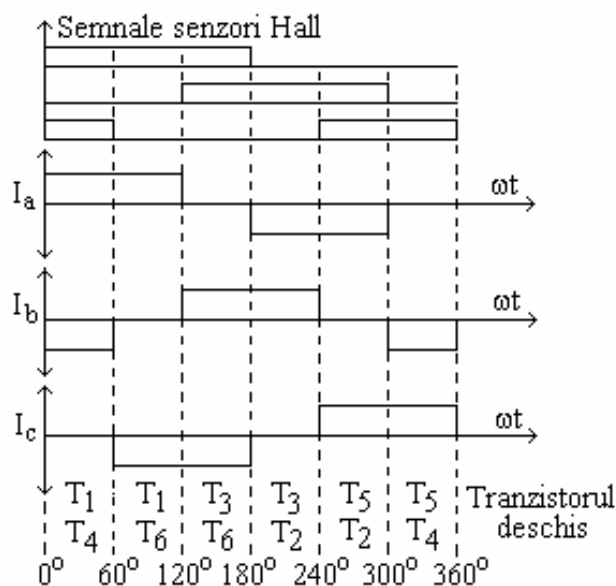


Fig. 6.30 Formele de undă ale curenților de fază

6.5. INFLUENȚA MODULUI DE COMANDĂ PWM ÎN CAZUL MOTORULUI DE C.C.

6.5.1. NOȚIUNI INTRODUCATIVE

Datorită performanțelor ridicate, unui mod de comandă simplu și unei eficiențe înalte, motoarele de curent continuu sunt utilizate în numeroase sisteme de control a poziției și respectiv, vitezei. Controlul vitezei motorului de curent continuu poate fi realizat prin utilizarea circuitelor de comandă în comutație PWM (impulsuri modulate în durată), tranzistoarele de putere MOSFET constituind elementele de comutație ideale pentru realizarea acestor circuite.

La motorul de curent continuu fluxul magnetic de excitație staționar este obținut cu magneți permanenți sau cu bobine de excitație dispuse pe stator, înfășurarea rotorică fiind străbătută de curentul principal al motorului, I_a .

În figura 6.31 este prezentată schema electrică a unui motor de c.c. cu excitație separată, ecuația de funcționare a motorului în regim staționar fiind următoarea:

$$U_a = U_e + R_a I_a \quad (6.51)$$

unde: U_a reprezintă tensiunea de alimentare a înfășurării rotorice; U_e – tensiunea contraelectromotoare indusă în înfășurarea rotorică; R_a – rezistența înfășurării rotorice; I_a – curentul prin înfășurarea rotorică.

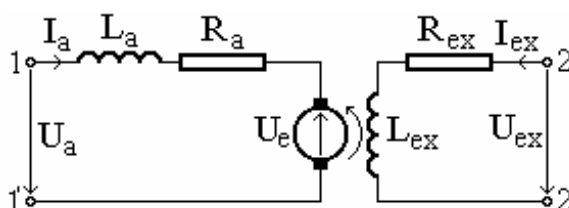


Fig. 6.31 Schema electrică a unui motor de c.c. cu excitație separată

Din interacțiune dintre câmpul magnetic de excitație al polilor inductori statorici și curentul din indus, iau naștere forțe electromagnetice tangente la indus, care raportate la axul mașinii produc supra rotorului un cuplu electromagnetic M , care pune în mișcare rotorul.

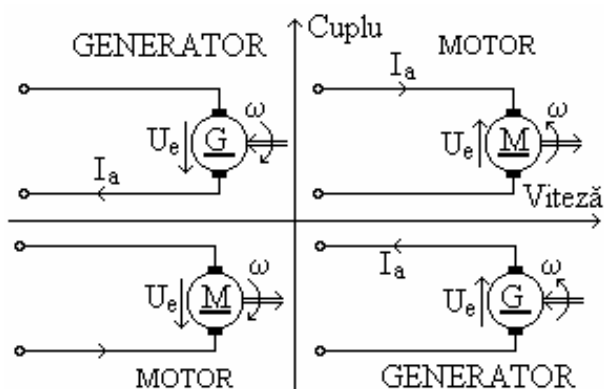


Fig. 6.32 Caracteristicile cuplu-viteză

O mașină de c.c. poate funcționa atât ca un motor cât și ca un generator. Caracteristicile cuplu-viteză pentru un motor de c.c. sunt prezentate în figura 6.32, rezultând regimurile de funcționare corespunzătoare acestuia. La un regim de funcționare normal (funcționarea ca motor), tensiunea contraelectromotoare U_e și respectiv, curentul I_a sunt mărimi pozitive, iar motorul va funcționa în primul cadran.

Pentru funcționarea ca generator, tensiunea de alimentare U_a trebuie redusă ca valoare sub tensiunea contraelectromotoare U_e , astfel încât curentul I_a devine negativ (își schimbă sensul) și se spune că motorul funcționează în cadranul 2. Dacă polaritatea tensiunii de alimentare este inversată se poate obține schimbarea sensului de rotație a rotorului pentru regimul de funcționare ca motor sau respectiv, schimbarea polarității tensiunii de ieșire pentru regimul de funcționare ca generator, rezultând astfel 4 cadrane de funcționare.

6.5.2. SCHEME DE COMANDĂ A MOTORULUI DE C.C.

Pentru funcționarea în primul cadran poate fi utilizat “chopper”-ul prezentat în figura 6.33.

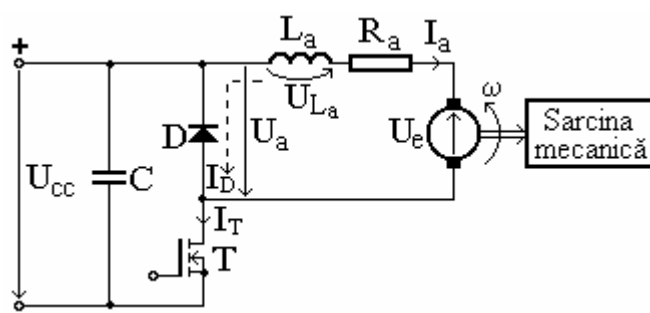


Fig. 6.33 Schema electrică pentru funcționarea motorului de c.c. în primul cadran

Tensiunea medie aplicată motorului și respectiv, viteza de rotație sunt controlate prin variația ciclului de funcționare a comutatorului, **T**. Formele de undă ale circuitului sunt prezentate în figura 6.34.

Pe timpul de conducție, t_{on} , tensiunea de alimentare U_{cc} este aplicată motorului și curentul, I_a , prin înfășurarea rotorică începe să crească. Neglijând rezistența de saturație a elementului de comutație și rezistența înfășurării rotorice, căderea de tensiune pe înfășurarea rotorică va fi, $U_{cc} - U_e$, iar viteza de creștere a curentului va fi dată de relația:

$$\frac{dI_a}{dt} = \frac{U_{cc} - U_e}{L_a} \quad (6.52)$$

unde L_a este inductanța înfășurării rotorice.

Când tranzistoarele se blochează energia înmagazinată în înfășurarea rotorică trebuie să fie disipată. Tensiunea pe L_a își schimbă polaritatea, dioda **D** se polarizează direct, iar curentul I_a se închide prin dioda **D**. Astfel, viteza de rotație a motorului rămâne practic constantă și neglijând căderea de tensiune directă pe dioda de recuperare, tensiunea pe înfășurarea rotorică va fi egală cu $-U_a$.

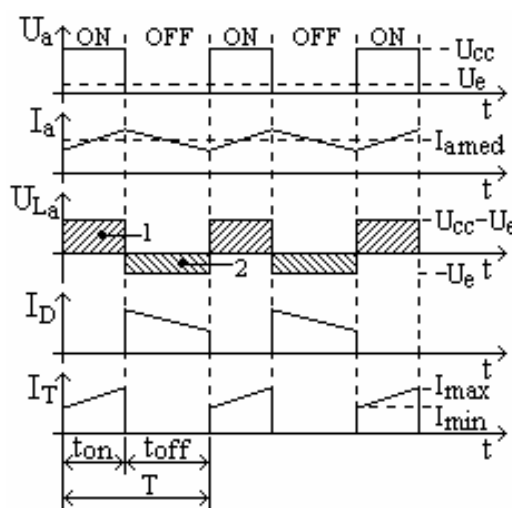


Fig. 6.34 Formele de undă ale circuitului din figura 6.33

Viteza de scădere a curentul prin înfășurarea rotorică va fi dată de relația:

$$\frac{dI_a}{dt} = -\frac{U_a}{L_a} \quad (6.53)$$

Dacă secvența de comutație se repetă cu o anumită frecvență, tensiunea de alimentare a înfășurării rotorice poate fi controlată alternând timpii de conducție a elementului comutator cu timpii de blocare.

La o aceeași frecvență de lucru, variind durata de conducție (comanda PWM) se poate modifica tensiunea de alimentare a înfășurării rotorice, în timp ce valoarea medie a tensiunii inductive, u_L , pe inductanța L_a în decurs de o perioadă trebuie să fie egală cu zero:

$$\int_0^T u_L dt = \int_0^{t_{on}} u_L dt + \int_{t_{on}}^T u_L dt = 0 \quad (6.54)$$

Tensiunea integrală de pe inductanța L_a pentru durata t_{on} corespunde suprafeței hașurate 1 din figura 6.34, în timp ce aceeași tensiune pentru intervalul t_{off} corespunde suprafeței hașurate 2. Cele două arii trebuie să fie egală și din ecuațiile (6.52)...(6.54) rezultă funcția de transfer a convertizorului:

$$U_a = \frac{t_{on}}{T} U_{cc} \quad (6.55)$$

În figura 6.35 este prezentat circuitul în semipunte pentru funcționarea motorului de c.c. în cadranele 1 și 2.

Pentru funcționarea ca motor, elementul comutator T_1 și dioda de recuperare D_2 funcționează ca în cazul descris anterior (pentru primul cadran). Dioda D_2 poate fi o diodă internă a unui tranzistor MOSFET sau FREDFET sau un element discret.

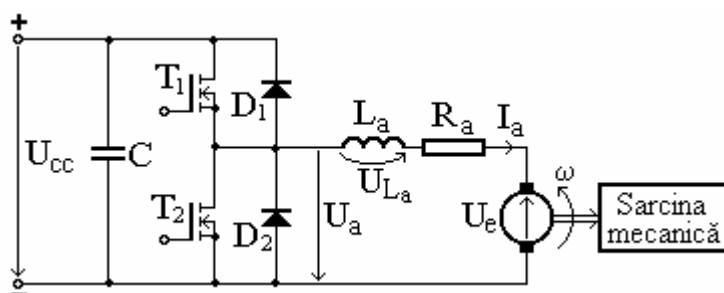


Fig. 6.35 Circuit în semipunte pentru funcționarea motorului de c.c. în cadranele 1 și 2

Pentru regimul de generator, motorul funcționează ca o sursă de putere activă (fluxul de putere fiind orientat de la dreapta la stânga), curentul generat fiind controlat prin variația ciclului de funcționare a comutatorului T_2 . Când T_2 este deschis, curentul I_a , orientat invers, crește prin elementul comutator și prin înfășurarea rotorică. Când T_2 este blocat, dioda D_1 se polarizează direct, iar curentul I_a devine curent de alimentare.

Formele de undă ale circuitului sunt prezentate în figura 6.36, reprezentându-se cele două suprafețe egale ale tensiunii U_a , pentru fiecare perioadă a ciclului de funcționare.

La funcționarea ca generator funcția de transfer a convertizorului este dată de relația:

$$U_a = \left(1 - \frac{t_{on}}{T}\right) U_{cc} \quad (6.56)$$

Când este cerută funcționarea atât ca motor cât și ca generator, cu ambele direcții de rotație, se poate utiliza circuitul de comandă în punte, prezentat în figura 6.37.

Utilizarea acestei configurații permite ca polaritatea tensiunii aplicate să fie inversată, schimbându-se astfel direcția de rotație a motorului. Astfel, în cazul convertizorului în punte completă curentul și tensiunea motorului (I_a , U_a) pot fi controlate independent, tensiunea U_a fiind dată de relația:

$$U_a = U_{12} - U_{34} \quad (6.57)$$

unde U_{12} este tensiunea controlată prin comutatoarele T_1 și T_2 ca în cazul precedent, iar U_{34} – tensiunea controlată prin T_3 și T_4 .

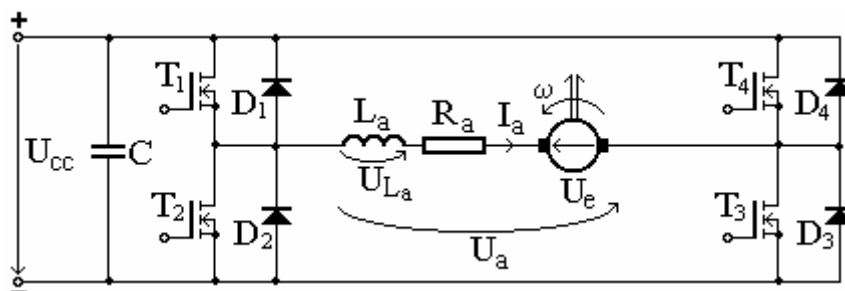


Fig. 6.37 Circuit în punte pentru funcționarea motorului de c.c. în cele 4 cadrane

În cazul circuitului de comandă în punte completă trebuie ca elementele comutatoare T_1 și T_2 și respectiv, T_3 și T_4 să fie comandate simultan (deschise și respectiv, blocate). Acest tip de comandă se mai numește și comandă bipolară.

6.5.3. SISTEMUL DE COMANDĂ A UNUI MOTOR DE C.C.

În figura 6.38 este propus un sistem de comandă a unui motor de c.c., pentru funcționarea în cadranele 1 și 2, fiind arătate buclele de control (circuitele de reacție inversă) pentru curentul de intrare (comandă) și respectiv, pentru viteza de ieșire a motorului. Semnalul de reacție (feedback) pentru controlul vitezei se obține de la un tahogenerator sau de la un circuit de divizare a tensiunii U_a , care este proporțională cu viteza motorului.

Buclea de reacție inversă pentru viteză permite compararea tensiunii de la ieșirea tahogeneratorului cu un semnal de referință corespunzător vitezei nominale, rezultând o tensiune de eroare care se aplică la intrarea unui amplificator de eroare,

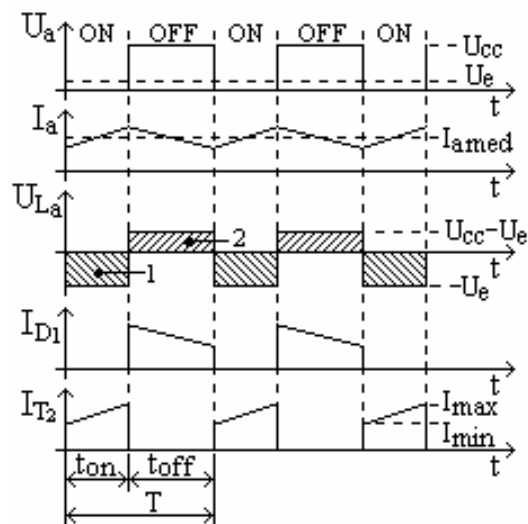


Fig. 6.36 Formele de undă ale circuitului din figura 6.35

obținându-se curentul de referință de comandă. În circuitul de reacție inversă pentru curent, curentul prin înfășurarea rotorică este comparat cu curentul de referință de comandă. Bucla de control a curentului include și un circuit de limitare a curentului care protejează motorul și circuitul de comandă la suprasarcină. Astfel, când se dorește o valoare ridicată a vitezei de rotație, nivelul necesar al curentului este menținut sub nivelul maxim admisibil prin acest circuit de limitare.

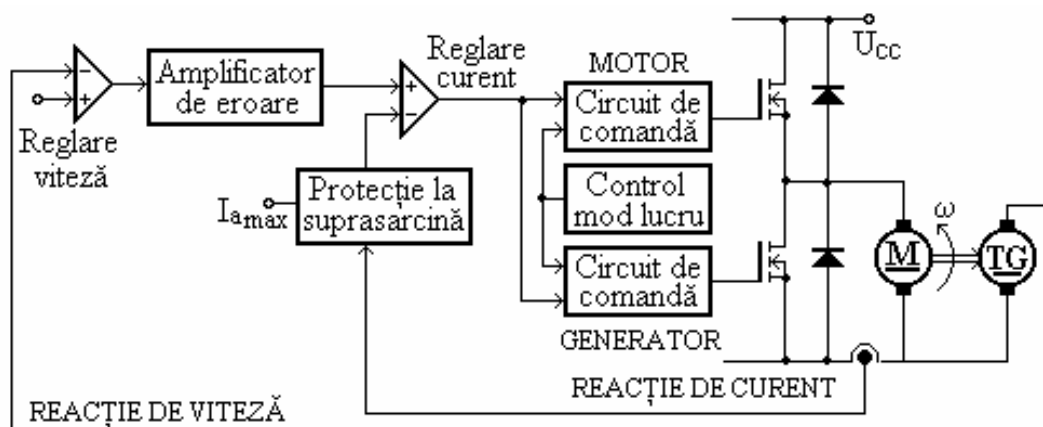


Fig. 6.38 Sistemul de comandă a unui motor de c.c. pentru funcționarea în cadranele 1 și 2

Regimul de funcționare ca motor sau generator este detectat direct din polaritatea tensiunii de eroare. Circuitul logic de comandă a regimului de funcționare este un circuit cu histerezis pentru a se asigura că la un curent I_a scăzut, funcționarea mașinii nu oscilează între modurile de lucru de motor și de generator.

Există câteva posibilități de a controla curentul motorului I_a prin variația secvenței de comutație a tranzistoarelor de putere MOS, utilizate ca elemente de comutație principale. Într-un anumit domeniu de toleranță a controlului, curentul prin motor este comparat cu un semnal de referință și cu un anumit “ripple” de curent admis. În timpul funcționării motorului, dacă curentul prin motor (prin înfășurarea rotorică) este mai mare decât valoarea maxim admisă din banda de toleranță, atunci semnalul de la ieșirea comparatorului blochează circuitul de comandă, determinând scăderea curentului prin înfășurarea rotorică. Curentul scade până când ajunge la valoarea minim admisă din banda de toleranță, când comparatorul deschide circuitul de comandă a MOSFET-ului.

Utilizând această metodă de control a curentului, frecvența de comutație este variabilă, depinzând de rata la care curentul prin înfășurarea rotorică se modifică, însă valoarea curentului vârf la vârf în sistem rămâne constantă.

O altă metodă de control a motorului este modul de comandă PWM, care se realizează la o frecvență de comutație constantă. În cazul acesta, semnalul de eroare pentru curent este comparat cu un semnal triunghiular de frecvență fixă, la ieșirea comparatorului rezultând semnalele de comandă pentru elementele de comutație principale (de putere). Când semnalul de eroare este mai mare decât semnalul triunghiular dispozitivul de putere este deschis și când semnalul de eroare este mai mic decât semnalul triunghiular dispozitivul de putere este blocat.

7. MAȘINI ELECTRICE SPECIALE

7.1. MAȘINA SIN-COS

7.1.1. NOȚIUNI GENERALE

Mașina sin-cos este o mașină electrică de curent alternativ destinată a transforma o tensiune de c.a. monofazat, proporțională cu o valoare unghiulară α a unui ax mecanic, în două tensiuni de c.a., proporționale cu sinusul, respectiv cosinusul unghiului axului mecanic dat.

Funcționează pe baza principiului inducției electromagnetice, fiind o mașină de c.a. de turație mică. Din aceste considerente se mai numește și transformator rotativ sau mașină electrică de inducție.

Are în compunere trei înfășurări dispuse astfel:

- o înfășurare de excitație dispusă fie pe rotor, fie pe stator, care este alimentată de la rețeaua de c.a. (pentru alimentarea cu diferite tensiuni, înfășurarea este realizată cu prize);
- două înfășurări perpendiculare între ele dispuse fie pe stator, fie pe rotor, de la bornele cărora se culeg mărimile de ieșire (tensiunile de c.a. proporționale cu sinusul, respectiv cosinusul unghiului axului mecanic dat).

Indiferent de locul de dispunere a înfășurărilor există șase borne de conectare. Colectorul este realizat sub formă de inele colectoare și are următoarele particularități:

- conține patru inele colectoare, când are înfășurările de ieșire dispuse pe rotor și conține două inele colectoare (excepție fac mașinile sin-cos care au înfășurarea de excitație cu prize), când înfășurarea de excitație este dispusă pe rotor;
- periile colectoare pot fi realizate sub forma unor lamele arcuite ce alunecă pe inelele colectoare, sau sub forma unor benzi de sârmă împletită, care datorită unor arcuri de susținere freacă pe inelele colectoare.

7.1.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

În figura 7.1 este prezentată schema electrică a unei mașini sin-cos, care are înfășurarea de excitație dispusă pe rotor.

Se presupune că poziția inițială pe care o ocupă rotorul corespunde unui unghi, $\alpha = 0^\circ$. Deoarece, tensiunea de excitație este de c.a. monofazat, rezultă că fluxul de excitație este pulsatoriu și va fi orientat ca în figura 7.1 pentru o jumătate de perioadă și invers pentru cealaltă jumătate de perioadă.

Din figură 7.1 se observă că în momentul inițial, fluxul de excitație este perpendicular pe L_1 (t.e.m. indusă este zero) și paralel cu axa longitudinală a înfășurării L_2 (t.e.m. indusă are valoare maximă).

Deci pentru $\alpha = 0^\circ$ se obține:

$$u_{e1} = 0; \quad u_{e2} = \max \quad (7.1)$$

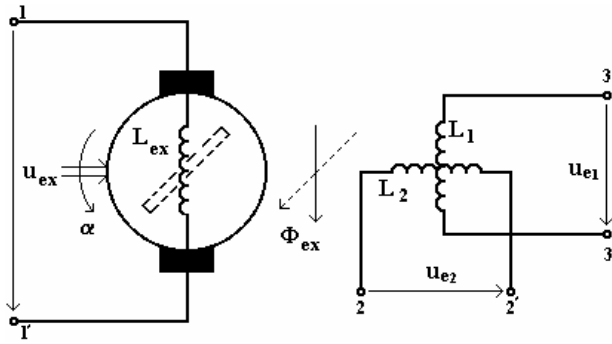


Fig. 7.1 Schema electrică a mașinii sin-cos

Din echivalența cu funcțiile trigonometrice se poate considera:

$$u_{e1} = u_{ex} \sin \alpha \Rightarrow u_{e1} = 0 \quad (7.2)$$

$$u_{e2} = u_{ex} \cos \alpha \Rightarrow u_{e2} = u_{ex} \quad (7.3)$$

Modificând poziția axului pe care este cuplat rotorul cu un unghi α oarecare, poziția înfășurării de excitație se va modifica cu același unghi α , deci direcția fluxului de excitație se rotește cu unghiul respectiv, α .

Rezultă că fluxul de excitație va intersecta cele două înfășurări la un unghi $\alpha \neq 0$, comparativ cu situația inițială. Astfel, t.e.m. indusă în înfășurarea L_1 crește față de situația inițială cu o valoare proporțională cu $\sin \alpha$, iar t.e.m. indusă în înfășurarea L_2 scade comparativ cu situația inițială cu o valoare proporțională cu $\cos \alpha$. Rezultă, că cele două tensiuni de ieșire vor avea valorile:

$$u_{e1} = u_{ex} \sin \alpha; \quad u_{e2} = u_{ex} \cos \alpha \quad (7.4)$$

valori ce se obțin din descompunerea vectorială a fluxului de excitație, ca în figura 7.2.

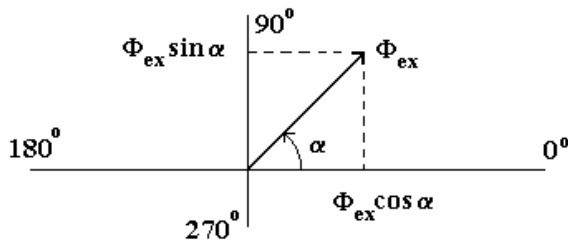


Fig. 7.2 Descompunerea vectorială a fluxului de excitație

Dacă se modifică permanent valoarea unghiului α cu o viteză relativ scăzută, fluxul de excitație devine un flux magnetic învârtitor, obținându-se o variație sinusoidală a amplitudinilor tensiunilor electromotoare induse în înfășurările de ieșire ale mașinii sin-cos. Pentru funcționarea nedeformată a acestei mașini electrice, este necesar să se asigure o impedanță de sarcină de valoare mare pe care să debiteze. Mașinile sin-cos sunt utilizate în instalațiile de transmitere la distanță a pozițiilor unor antene sau la formarea desfășurării radial-circulare în indicatoarele de observare circulară, care utilizează bobine de abatere fixe.

7.2. TAHOGENERATORUL

7.2.1. NOȚIUNI GENERALE

Tahogeneratorul este o mașină electrică specială a cărei tensiune de ieșire este proporțională cu viteza de rotație a axului pe care este cuplat mecanic rotorul său.

$$U_{es} = K_e \cdot \Omega \quad (7.5)$$

unde: U_{es} reprezintă tensiunea de ieșire; Ω – viteza de rotație; K_e – constantă de proporționalitate.

După principiul lor de funcționare tahogeneratoarele se clasifică în:

- tahogeneratoare de curent continuu;
- tahogeneratoare de curent alternativ sincrone;
- tahogeneratoare de curent alternativ asincrone.

Dintre acestea, cele mai precise sunt tahogeneratoarele de c.a. asincrone (cu rotorul în scurtcircuit), care prezentând o caracteristică de funcționare suficient de liniară și o mare simplitate constructivă au o largă utilizare practică, iar cele mai ieftine sunt tahogeneratoarele de c.a. sincrone, care prezentând dezavantajul unei caracteristici neliniare de funcționare sunt rar utilizate în practică.

Condițiile pe care trebuie să le îndeplinească tahogeneratoarele sunt următoarele: precizie ridicată, costuri reduse, absența paraziților radiofonici, absența zgomotelor în timpul funcționării, siguranță în funcționare, viteză mare de răspuns, moment de inerție redus, construcție simplă, gabarit și greutate redusă.

Erorile de amplitudine și de fază ale tahogeneratoarelor au următoarele cauze:

- cădere de tensiune interioară și la perii;
- reacția indusului;
- reactanțele circuitului de ieșire;
- îmbătrânirea și modificarea în timp a caracteristicilor magneților permanenți de excitație;
- încălzirea mașinii, care determină creșterea rezistențelor interioare.

În cazuri speciale, erorile de amplitudine care se impun tahogeneratoarelor sunt de valori sub **0,1%** și respectiv sub **30°**, iar în cazuri mai puțin pretențioase se admit erori de amplitudine de ordinul **2%**.

7.2.2. TAHOGENERATORUL DE CURENT CONTINUU

Tahogeneratorul de c.c. este o mașină electrică care transformă viteza de rotație a unui ax într-o tensiune continuă, proporțională cu această viteză.

Sunt construite pe principiul generatoarelor de c.c. și prezintă avantajul lipsei erorilor de fază, datorită faptului că tensiunea de ieșire nu depinde de caracterul sarcinii.

După modul de excitație se clasifică astfel:

- tahogeneratoare cu excitație separată;

- tahogeneratoare cu magneți permanenți.

Tahogeneratoarele cu excitație separată au polii de excitație prevăzuți cu înfășurare de excitație, care se alimentează de la o sursă de c.c. stabilizată. Pentru eliminarea variațiilor fluxului de excitație, datorate variațiilor sursei de alimentare, înfășurarea de excitație se alimentează astfel încât circuitul magnetic al tahogeneratorului să fie la saturație.

Tahogeneratorul cu excitație permanentă are polii de excitație realizați din magneți permanenți. Magneții realizează fluxul de excitație, care este constant. Însă în timp, se manifestă fenomenul de îmbătrânire a magneților, ceea ce duce la modificarea fluxului de excitație și la creșterea erorilor de funcționare a tahogeneratorului.

Din punct de vedere constructiv, tahogeneratorul de c.c. are rotorul asemănător cu cel al motorului de c.c. Pentru îmbunătățirea stabilității termice, statorul este prevăzut cu șunturi magnetice din aliaje a căror permeabilitate magnetică scade cu temperatura.

Schema electrică a unui tahogenerator de c.c. cu excitație separată este prezentată în figura 7.3.

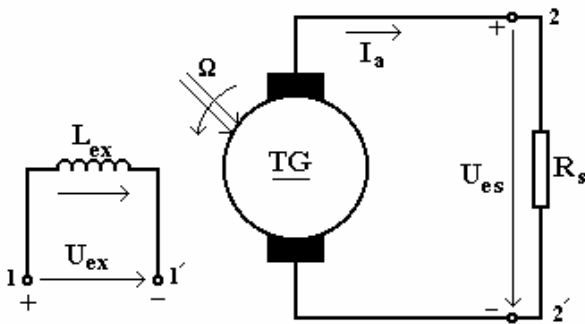


Fig. 7.3 Schema electrică a tahogeneratorului de c.c. cu excitație separată

Dacă este rotit rotorul tahogeneratorului cu turația Ω , în câmpul magnetic produs de curentul din înfășurarea de excitație, se induce în înfășurarea rotorică prin inducție electromagnetică, tensiunea electromotoare:

$$U_e = K \cdot \Omega \cdot \Phi \quad (7.6)$$

Deci tensiunea indusă U_e este direct proporțională cu turația Ω și cu fluxul de excitație Φ , K fiind o constantă de proporționalitate.

Dacă fluxul de excitație este constant, rezultă că tensiunea electromotoare indusă U_e va depinde liniar de turația Ω . La mersul în sarcină, tensiunea la ieșirea tahogeneratorului (la bornele 2-2') devine:

$$U_{es} = U_e - R_a \cdot I_a - \Delta U_p \quad (7.7)$$

unde: U_e - t.e.m. în sarcină, R_a - rezistența înfășurării rotorice, I_a - curentul prin înfășurarea rotorică și ΔU_p - căderea de tensiune la perii.

Se observă că tensiunea de ieșire nu depinde numai de turația Ω , ci și de intensitatea curentului rotoric I_a . Ca și la generatorul de curent continuu cu excitație separată, intensitatea curentului prin înfășurarea rotorică este dată de expresia:

$$I_a = \frac{U_e}{R_a + R_s} \Rightarrow I_a = \frac{K \cdot \Omega \cdot \Phi}{R_a + R_s} \quad (7.8)$$

Înlocuind în relația (7.7) se obține:

$$U_{es} = K \cdot \Omega \cdot \Phi - R_a \frac{K \cdot \Omega \cdot \Phi}{R_a + R_s} - \Delta U_p \Rightarrow$$

$$U_{es} = K \cdot \Omega \cdot \Phi \left(1 - \frac{R_a}{R_a + R_s} \right) - \Delta U_p \quad (7.9)$$

Din relația (7.9) se constată că tensiunea generată la bornele tahogeneratorului depinde și de sarcina R_s . Pentru obținerea unei caracteristici liniare de funcționare a tahogeneratorului, $U_{es} = f(\Omega)$, este necesar ca:

$$\frac{R_a}{(R_a + R_s)} \ll 1 \quad (7.10)$$

ceea ce se realizează dacă este îndeplinită condiția $R_s \gg R_a$.

Deci în concluzie, pentru a obține o caracteristică liniară $U_{es} = f(\Omega)$, ceea ce înseamnă o micșorare a erorilor în funcționarea tahogeneratorului, este necesar ca sarcina acestuia R_s să aibă o valoare cât mai mare.

Dacă această condiție este îndeplinită, rezultă:

$$U_{es} \approx K_1 \cdot \Omega - \Delta U_p \quad (7.11)$$

unde K_1 se numește factor de transfer al tahogeneratorului și depinde de construcția sa. În figura 7.4 este reprezentată caracteristica tahogeneratorului, $U_{es} = f(\Omega)$, dată de relația (7.11).

O parte însemnată a erorii este provocată de căderea de tensiune la perii. Influența căderii de tensiune la perii, ΔU_p se manifestă printr-o translație la dreapta caracteristicii de viteză, ceea ce determină în vecinătatea originii axelor de coordonate o anumită "zonă moartă" în care tensiunea de ieșire este practic zero.

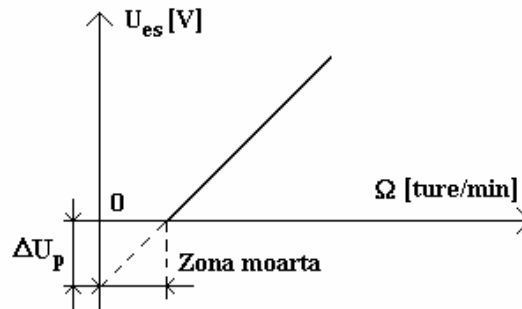


Fig. 7.4 Caracteristica de ieșire reală a tahogeneratorului de c.c.

Datorită numărului limitat al lamelor colectorului, tensiunea de ieșire a acestor tahogeneratoare nu este perfect continuă.

Se poate defini un coeficient de ondulație:

$$k_0 = \frac{U_{esmax} - U_{esmin}}{U_{esmax} + U_{esmin}} \quad (7.12)$$

Deoarece aceste ondulații nu pot fi reduse la zero, la ieșirea tahogeneratorului se introduc filtre RC.

Tahogeneratorul de c.c. se poate utiliza ca element stabilizator sau ca traductor de viteză unghiulară, în diferite sisteme automate utilizate în tehnica de radiolocație sau de artilerie antiaeriană.

7.2.3. TAHOGENERATORUL DE C.A. SINCRON

Tahogeneratorul sincron este cel mai simplu traductor de viteză. Este realizat dintr-un stator alcătuit din tole de oțel electrotehnic în creștăturile căruia este plasată înfășurarea indusului. Rotorul este de o construcție specială pentru a permite o excitație fără contacte, sau cel mai adesea cu magneți permanenți.

Valoarea efectivă a tensiunii electromotoare la un tahogenerator sincron este proporțională cu viteza de rotație:

$$U_e = K_e \cdot \Omega \quad (7.13)$$

unde K_e este un factor de proporționalitate ce depinde de construcția tahogeneratorului.

La funcționarea pe impedența de sarcină Z_S au loc abateri mari de la liniaritate, datorită următoarelor cauze: reacției indusului, căderii de tensiune ohmică pe impedențele interioare și pentru că de viteza de rotație depind nu numai amplitudinea tensiunii electromotoare, cât și reactanțele inductive proprii atât ale circuitului indusului cât și ale circuitului exterior. Aceasta conduce, odată cu variația vitezei, la modificarea alurei caracteristicii externe a generatorului, dispărând astfel liniaritatea dintre tensiunea de ieșire U_{es} și viteză, rezultând erori foarte mari.

7.2.4. TAHOGENERATORUL DE C.A. ASINCRON

Tahogeneratorul de c.a. asincron este o mașină electrică bifazică, cu rotorul în scurtcircuit realizat constructiv ca și la motorul de c.a. asincron. Are următoarele particularități:

- pe stator are două înfășurări dispuse perpendicular între ele, una se numește înfășurare de excitație (L_{ex}), fiind alimentată de la rețeaua de c.a. monofazat, iar cealaltă se numește înfășurare de ieșire (L_e), la bornele ei obținându-se o tensiune de c.a. proporțională cu viteza de rotație a rotorului;
- rotorul poate fi de tip pahar sau colivie.

Tahogeneratorul de c.a. cu rotor de tip pahar, se utilizează cel mai des în practică, rotorul confecționându-se din aluminiu sub forma unui pahar sudat central pe axul mecanic al rotorului. În figura 7.5 este prezentată schema electrică a tahogeneratorului de c.a. cu rotorul de tip pahar.

Se consideră că la un moment dat, tensiunea de excitație are valoarea maximă a alternanței pozitive, U_{exm} .

Inițial se consideră $\Omega = 0$.

Dacă se aplică tensiunea de excitație la bornele 1-1' (cu plus la borna 1 și cu minus la borna 1'), înfășurarea de excitație (L_{ex}) va fi străbătută de un curent de excitație, care va determina apariția în jurul înfășurării de excitație a unui flux magnetic. Deoarece fluxul magnetic rezultat, Φ_{ex} , este perpendicular pe înfășurarea de ieșire L_e , va intersecta un număr minim de spire ale înfășurării de ieșire, rezultând că t.e.m. indusă în aceasta poate fi considerată nulă.

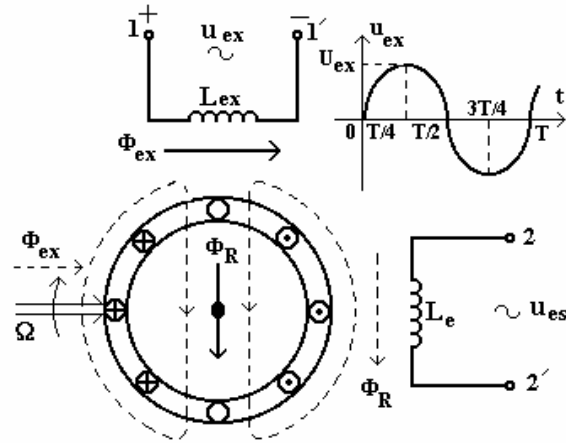


Fig. 7.5 Schema electrică a tahogeneratorului de curent alternativ

Pe durata alternanței pozitive a tensiunii de excitație, fluxul de excitație crește de la zero la valoarea sa maximă și scade din nou la zero, iar pe durata alternanței negative, fluxul de excitație are aceeași variație însă va avea un sens invers. Deoarece fluxul de excitație se menține permanent perpendicular pe înfășurarea de ieșire, rezultă că nu induce t.e.m. în această înfășurare, atunci când $\Omega = 0$.

În același timp, fluxul de excitație induce în spirele rotorului pe care le intersectează tensiuni electromotoare, rezultând curenți de inducție ce produc un flux magnetic Φ_R , aproximativ egal și de semn contrar cu fluxul magnetic de excitație (în conformitate cu legea inducției electromagnetice). Rezultă că fluxul magnetic al rotorului va intersecta tot perpendicular înfășurarea de ieșire, L_e .

În concluzie, pentru $\Omega = 0 \Rightarrow u_{es} = 0$.

Se consideră $\Omega \neq 0$.

Deoarece rotorul are o viteză de rotație diferită de zero, spirele în scurtcircuit ale acestuia intersectează cu viteza respectivă liniile de câmp magnetic produs de fluxul de excitație. Conform principiului inducției electromagnetice în spirele rotorului se induce o tensiune electromotoare de mișcare proporțională cu viteza de rotație. În acest caz, spirele în scurtcircuit ale rotorului, vor fi străbătute de curenți de inducție (sensul lor se determină cu regula mâinii drepte), rezultând un flux magnetic al rotorului, Φ_R , cu sensul reprezentat în figura 7.5.

Se observă că fluxul magnetic al rotorului este paralel cu axa longitudinală a înfășurării de ieșire, intersectând un număr maxim de spire și inducând astfel în înfășurarea de ieșire o t.e.m. de valoare maximă. Deoarece mărimea fluxului magnetic al rotorului este proporțională cu viteza de rotație a rotorului, rezultă că și t.e.m. indusă în înfășurarea de ieșire va fi proporțională cu viteza de rotație a axului pe care este cuplat rotorul. În concluzie, pentru $\Omega \neq 0 \Rightarrow u_{es} = f(\Omega)$.

Pentru ca tahogeneratorul de c.a. asincron să funcționeze fără distorsiuni trebuie ca sarcina pe care debitează să fie rezistivă și cât mai mare.

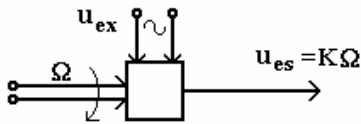


Fig. 7.6 Reprezentarea simbolică a tahogeneratorului de c.a.

Tahogeneratorul de curent alternativ se reprezintă simbolic ca în figura 7.6 și poate fi considerat un traductor viteză-tensiune de c.a.

Cerințele pe care trebuie să le îndeplinească tahogeneratorul de c.a. sunt următoarele:

- să asigure o dependență cât mai liniară a tensiunii de ieșire față de mărimea de intrare (viteză);
- tensiunea de ieșire să fie nulă când viteza de rotație a rotorului este nulă;
- lipsa paraziților și a zgomotului în timpul funcționării etc.

Tahogeneratorul de c.a. asincron se utilizează în special ca element stabilizator în schemele de reglare automată și ca element de măsurare a vitezelor de rotație a unor axe. În figura 7.7 este prezentată o schemă structurală de utilizare a tahogeneratorului de c.a. asincron ca element de măsurare a vitezelor unghiulare mici.

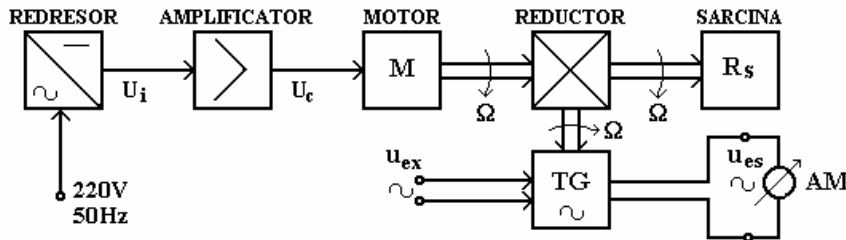


Fig. 7.7 Schemă de conectare a tahogeneratorului ca element de măsurare a vitezelor unghiulare mici

Astfel, cu ajutorul tahogeneratorului, pe scala aparatului de măsură se poate citi viteza de rotație a axului motor, respectiv a sarcinii cuplate mecanic pe acesta prin intermediul reductorului.

7.2.5. TAHOGENERATORUL CA ELEMENT DE DIFERENȚIERE ȘI INTEGRARE

Cu ajutorul tahogeneratoarelor se pot obține derivatele și integralele unor funcții de timp.

Folosirea tahogeneratoarelor ca elemente de derivare se bazează pe legătura dintre unghiul de deplasare a rotorului și viteza unghiulară a acestuia:

$$n_e = k \frac{d\alpha}{dt} \quad (7.14)$$

unde: n_e reprezintă viteza de rotație; α – unghiul de deplasare; k – factorul de proporționalitate.

Deoarece tensiunea de ieșire este proporțională cu viteza unghiulară a rotorului, rezultă că va fi proporțională și cu derivata în raport cu timpul a unghiului de deplasare:

$$U_{es} = K \frac{d\alpha}{dt} \quad (7.15)$$

Astfel, tahogeneratorul poate produce o tensiune de ieșire proporțională cu derivata în raport cu timpul a unui semnal dat sub forma rotației unui arbore. Pentru tahogeneratoarele asincrone, derivata respectivă este înfășurătoarea curbei tensiunii de ieșire.

În figura 7.8 este prezentată schema electrică a unei instalații de derivare cu tahogeneratoare.

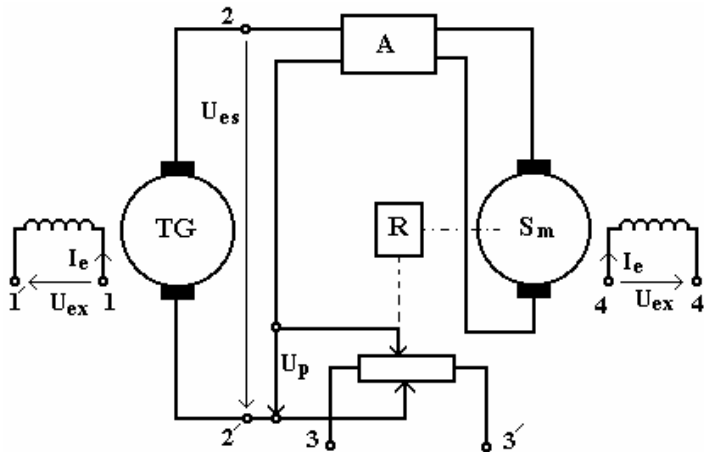


Fig. 7.8 Schema instalației de derivare cu tahogeneratoare

Schema conține: un tahogenerator **TG**, un servomotor **Sm**, un reostat potențiomtric al cărui cursor este mișcat de servomotor prin intermediul reductorului **R** și un amplificator **A**, care alimentează înfășurarea de comandă a servomotorului. Cu ajutorul acestei scheme, mărimea de ieșire obținută este dată tot sub forma rotației unui arbore, erorile putând fi reduse până la **0,1%**.

În figura 7.9 este prezentată o schemă de integrare cu ajutorul tahogeneratorului. Schema conține: un tahogenerator **TG** cuplat mecanic rigid cu un servomotor **Sm** și un amplificator **A** prin intermediul căruia este alimentat circuitul de comandă al servomotorului. Mărimea ce trebuie integrată, $U_p = k \cdot f(t)$ este comparabilă cu tensiunea de ieșire a tahogeneratorului U_{es} .

Atunci când mărimea variabilă reprezintă deplasarea unghiulară a unui arbore, aceasta poate fi transformată într-un semnal electric variabil cu ajutorul unui reostat potențiomtric al cărui cursor este legat mecanic cu arborele respectiv prin intermediul unui reductor.

Prin legarea în cascadă a mai multor scheme de derivare sau de integrare se pot obține derivate de ordin superior sau integrale multiple. Dacă funcția respectivă depinde de o altă variabilă decât timpul, arborele tahogeneratorului trebuie să se

rotească cu o viteză proporțională cu derivata în raport cu timpul a variabilei independente respective.

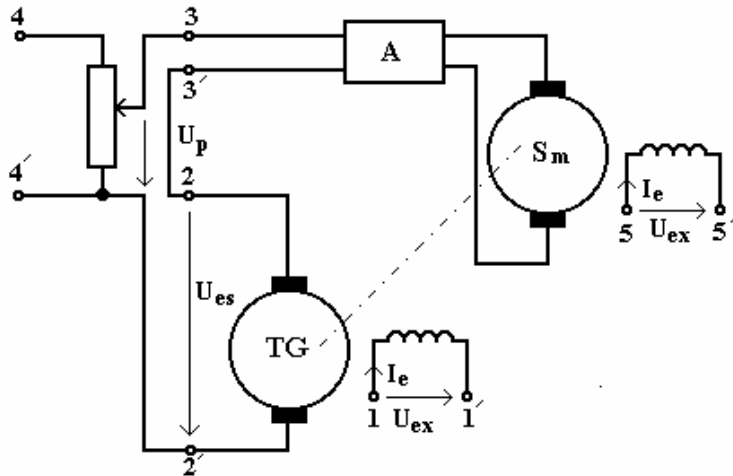


Fig. 7.9 Schema instalației de integrare cu tahogeneratoare

7.3. SELSINE

7.3.1. NOȚIUNI GENERALE

Selsinele sunt mașini electrice de construcție specială utilizate în sistemele de telemăsură și în sistemele automate de poziționare.

Selsinele pot fi clasificate după mai multe criterii:

a) Din punct de vedere constructiv:

- selsine cu contacte alunecătoare;
- selsine fără contacte alunecătoare.

b) Din punct de vedere al funcției îndeplinite:

- selsin transmițător sau sincrogenerator (**ST**);
- selsin receptor sau sincromotor (**SR**);
- selsin transformator sau sincrotransformator (**STf**);
- selsin diferențial (**SD**);

Regimurile uzuale de funcționare a selsinelor sunt următoarele:

1. **Regimul de indicator**, care este întâlnit în sistemele de telemăsură.

Schema bloc a selsinelor în regim de indicator este prezentată în figura 7.10, unde: **PC** - post comandă; **SE** - selsin emițător; **SR** - selsin receptor; **PR** - post receptor.

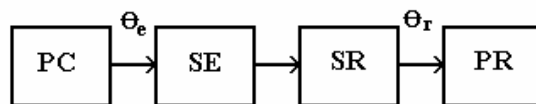


Fig. 7.10 Schema bloc a selsinelor în regim de indicator

Arborele selsinului receptor urmărește poziția selsinului emițător conform schemei bloc. Când între rotorul celor două selsine apare un unghi de dezacord, asupra rotorului selsinului receptor acționează un cuplu electromagnetic care produce rotirea sa, ducând la anularea dezacordului unghiular. În acest regim, puterea dezvoltată de selsin este deosebit de mică, fiind puterea necesară pentru învingerea cuplului rezistent de deplasare a acului indicator.

2. **Regimul de transformator-reductor** (traductor), care este întâlnit în sistemele automate de urmărire.

Schema bloc a selsinelor în regim de transformator este prezentată în figura 7.11, unde: **PC** - post comandă; **SE** - selsin emițător; **SR** - selsin receptor; **A** - amplificator; **M** - motor; **R** - reductor; **PR** - post receptor. Acest regim se utilizează când mecanismul comandat prezintă un cuplu rezistent mare.

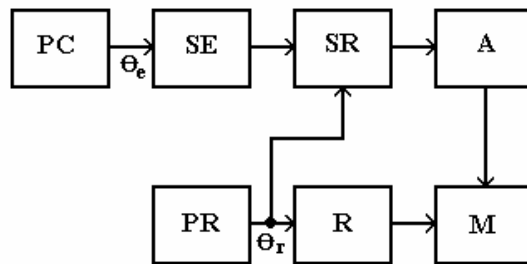


Fig. 7.11 Schema bloc a selsinelor în regim de transformator - reductor

La bornele înfășurării monofazate a selsinului receptor, se obține o tensiune electromotoare proporțională cu sinusul unghiului de dezacord. T.e.m. obținută este amplificată și aplicată motorului **M**, care prin intermediul reductorului **R** acționează asupra sarcinii, arborele selsinului receptor fiind cuplat la bornele mecanismului antrenat. Astfel, unghiul de dezacord este anulat, fiind realizată comanda dată de la **PC**.

3. **Regimul de transformator diferențial**, care este întâlnit în sistemele automate, când postul de recepție trebuie să reacționeze nu numai la semnalul de comandă emis de **PC**, ci și la un semnal de corecție, cele două semnale adunându-se sau scăzându-se. Schema bloc a selsinelor în regim de transformator diferențial este prezentată în figura 7.12, unde: **PC** reprezintă postul de comandă; **SE** - selsin emițător; **SR** - selsin receptor; **SD** - selsin diferențial; **A** - amplificator; **M** - motor; **R** - reductor; **PR** - post receptor.

Un selsin emițător **SE**, care are rotorul acționat de postul de comandă, emite un semnal electric ce depinde de unghiul de comandă. Semnalul electric se aplică la intrarea selsinului diferențial al cărui rotor este deplasat cu un unghi impus de semnalul de corecție.

Astfel, semnalul de la ieșirea selsinului diferențial este funcție de suma sau de diferența semnalelor de comandă, respectiv de corecție. Semnalul obținut se aplică selsinului receptor, în rest schema funcționând ca în cazul regimului de transformator.

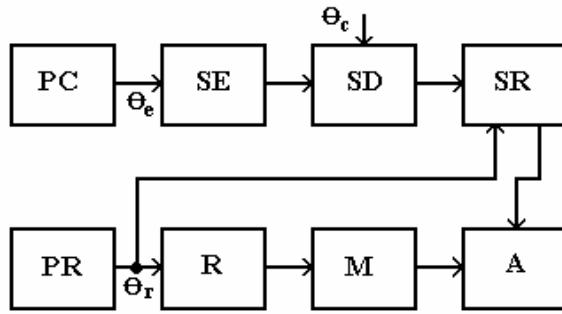


Fig. 7.12 Schema bloc a selsinelor în regim de transformator diferențial

7.3.2. ELEMENTE CONSTRUCTIVE ALE SELSINELOR

Selsinul are o construcție asemănătoare cu cea a unei mașini electrice clasice. El are două circuite magnetice, unul rotoric și celălalt statoric, realizate din tole de material feromagnetic. În cazul selsinului indicator, pe cele două circuite sunt dispuse două înfășurări: o înfășurare monofazată și una trifazată conectată în stea, iar în cazul selsinului diferențial ambele înfășurări sunt trifazate. Înfășurarea rotorică este legată cu exteriorul prin contacte alunecătoare de tipul inel cu contact-perie.

În figura 7.13 sunt prezentate schemele electrice ale selsinului cu înfășurarea monofazată dispusă pe rotor (a), respectiv cu înfășurarea monofazată dispusă pe stator (b).

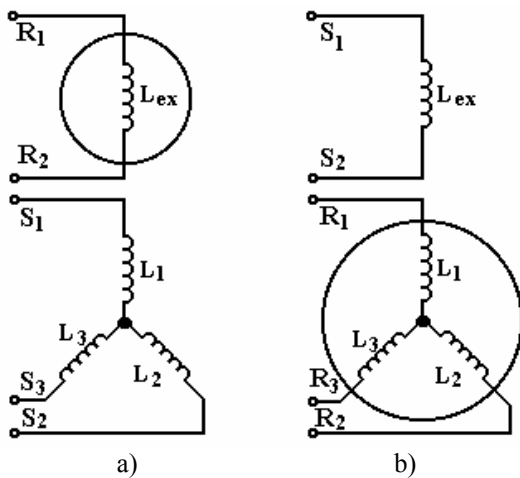


Fig. 7.13 Scheme electrice ale selsinului

În ambele variante, bobinele care formează înfășurarea trifazată sunt decalate spațial între ele cu câte 120° și sunt conectate în stea.

În practică s-au realizat ambele variante, însă varianta constructivă cu înfășurarea monofazată pe rotor și cea trifazată pe stator este mai utilizată deoarece prin reducerea numărului de contacte inel-perie de la trei la două, se micșorează cuplul rezistent al frecărilor, crescând astfel sensibilitatea schemei.

Pe carcasa selsinului se află cutia cu borne, care conține cinci borne corespunzătoare capetelor în-

fășurărilor (punctul comun al înfășurării trifazate nu este legat la cutia cu borne). Rotorul este construit cu poli aparenti sau înecați și este alimentat în curent alternativ.

Reprezentarea simbolică a selsinului cu înfășurarea monofazată pe rotor este

prezentată în figura 7.14 a iar cea cu înfășurarea trifazată pe rotor este prezentată în figura 7.14 b.

În cazul selsinului diferențial, axul său indică diferența pozițiilor unghiulare a două axe de comandă.

În figura 7.15 este prezentată schema electrică și simbolul selsinului diferențial.

Selsinul emițător și selsinul receptor lucrează în condiții diferite. Deoarece selsinul emițător este fixat ca poziție prin mecanismul de comandă, el acționează un dispozitiv care posedă o inerție mare și un mare cuplu de frecări. În schimb, selsinul receptor, care lucrează în regim de indicator, acționează un dispozitiv cu o inerție foarte mică și cu frecări neînsemnate.

Selsinele cu contacte alunecătoare au o serie de dezavantaje deoarece prezintă un cuplu de frecări perie-inel, necesită îngrijirea permanentă a zonelor de contact, iar utilizarea lor în dispozitive ce prezintă vibrații este dificilă, contactele putând fi temporar întrerupte.

Eliminarea acestor dezavantaje se realizează prin utilizarea selsinului fără contacte alunecătoare, care au o largă răspândire.

La aceste selsine, atât înfășurarea monofazată cât și cea trifazată sunt dispuse pe stator, realizându-se astfel reducerea cuplului rezistent, atât prin eliminarea contactelor alunecătoare cât și prin micșorarea greutateii rotorului.

În figura 7.16 este prezentată schematic o variantă constructivă a unui selsin fără contacte alunecătoare. Înfășurarea trifazată (2) este dispusă în creștăturile circuitului magnetic statoric (3), iar înfășurarea monofazată, realizată sub forma a două bobine cilindrice (1 și 1'), coaxiale cu axul de rotație, este dispusă tot pe stator.

Rotorul (4) este alcătuit din două părți, din material feromagnetic, separate printr-o parte de material nemagnetic (5), înclinat pe axa rotorului și având o astfel de grosime pentru ca liniile de câmp magnetic să nu se închidă axial prin el. Legătura magnetică dintre carcasă (6) și rotor este realizată cu două inele magnetice (7), permițând astfel închiderea fluxului magnetic în jurul bobinelor de excitație.

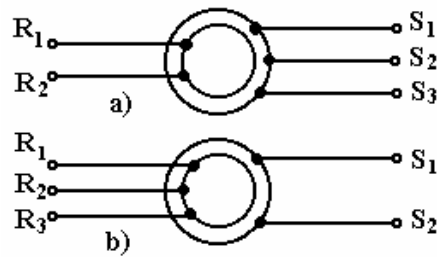


Fig. 7.14 Reprezentarea simbolică a selsinului

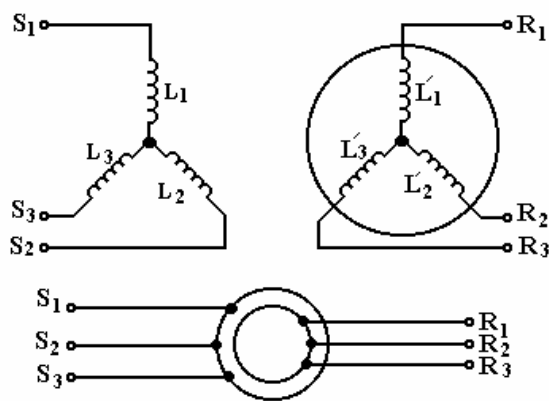


Fig. 7.15 Schema electrică și reprezentarea simbolică a selsinului diferențial

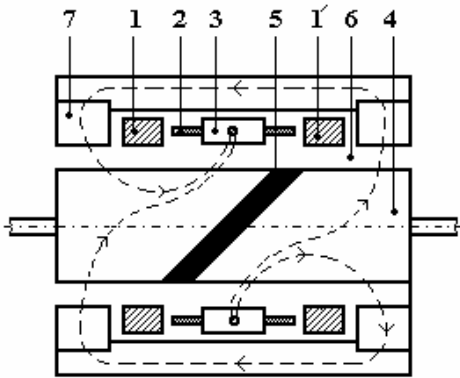


Fig. 7.16 Variantă constructivă a unui selsin fără contacte alunecătoare

În figură sunt prezentate câteva linii de câmp ale câmpului magnetic de excitație. Acestea se închid prin: rotor - întrefierul propriu-zis - miezul statoric - jugul statoric până în punctul diametral opus al miezului statoric - întrefierul propriu-zis - rotor - întrefierul frontal - piesa frontală - carcasa - cealaltă piesă frontală - întrefierul frontal - rotor.

Pentru sensul din figură al liniilor de câmp magnetic în partea din stânga sus a rotorului se creează un pol nord, iar în partea din dreapta jos, se creează un pol sud.

Se realizează astfel o magnetizare orientată a rotorului, ca și la selsinul cu contacte alunecătoare. Principalele dezavantaje ale selsinului fără contacte alunecătoare sunt următoarele: are dimensiuni axiale mari și necesită o putere de magnetizare mare datorită existenței întrefierurilor frontale.

În concluzie, selsinele pot fi clasificate după mai multe criterii:

a) Din punct de vedere constructiv:

- selsine cu contacte alunecătoare;
- selsine fără contacte alunecătoare.

b) Din punct de vedere al funcției îndeplinite:

- selsin transmițător sau sincrogenerator (**ST**);
- selsin receptor sau sincromotor (**SR**);
- selsin transformator sau sincrotransformator (**STf**);
- selsin diferențial (**SD**).

7.3.3. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE A SELSINELOR ÎN REGIM DE INDICATOR (STSI)

Sistemele de transmitere sincronă cu selsine se folosesc pentru a transmite la distanță, cu o precizie suficientă, poziția unghiulară a unui ax de comandă.

În funcție de puterea sistemului, sistemele de transmisie sincronă sunt de două categorii:

- sisteme de transmisie sincronă de indicatoare cu un canal sau cu două canale (sisteme de mică putere);
- sisteme de urmărire a poziției unghiulare (sisteme de putere).

Sistem de transmitere sincronă de indicare cu un canal

Un **STSI** cu un canal este format dintr-un ax de comandă, un selsin transmițător (**ST**), o linie de legătură electrică, un selsin receptor (**SR**) și un ax comandat. Pe axul comandat se află un ac indicator, care se deplasează în dreptul unui cadran gradat. Dacă axul comandat se rotește sincron cu axul de comandă,

rezultă că $\beta = \alpha$. În figura 7.17 este prezentată schema convențională a unui STSI cu un canal.

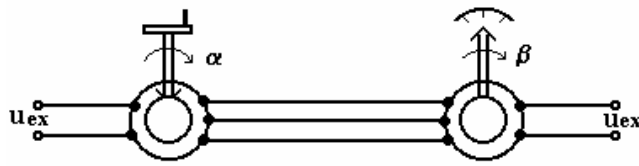


Fig. 7.17 Schema convențională a STSI cu un canal

Un alt mod de reprezentare a unui STSI cu un canal este cu simboluri funcționale. Astfel, în figura 7.18 este prezentată schema funcțională a unui STSI cu un canal. În regim de indicator, cele două selsine au înfășurările trifazate conectate între ele, iar înfășurările monofazate sunt conectate în paralel și alimentate cu aceeași tensiune de excitație, de pulsație ω .

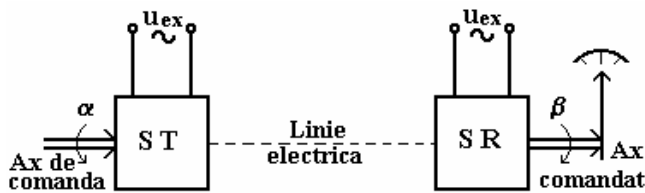


Fig. 7.18 Schema funcțională a STSI cu un canal

În figura 7.19 este prezentată schema electrică a sistemului de transmisie sincronă de indicare cu un canal.

Deoarece înfășurarea monofazată a selsinului transmițător este alimentată cu tensiunea alternativă u_{ex} , rezultă că ea va fi străbătută de curentul alternativ de excitație i_{ex} de forma:

$$i_{ex}(t) = I_{max} \cdot \sin \omega t \quad (7.16)$$

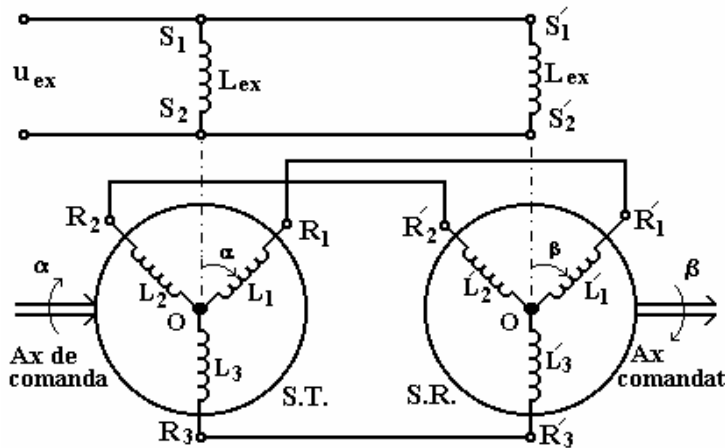


Fig. 7.19 Schema electrică a unui S.T.S.I. cu un canal

Acest curent, parcurgând înfășurarea monofazată a **ST**, produce un câmp magnetic alternativ a cărui inducție magnetică \mathbf{b}_T are expresia:

$$\mathbf{b}_T(t) = B_{\max} \cos \omega t \quad (7.17)$$

unde vectorul inducție magnetică $\mathbf{b}_T(t)$, este orientat în lungul axei înfășurării monofazate a selsinului transmițător.

Cu α se notează poziția unghiulară a rotorului selsinului transmițător. Deoarece între fazele înfășurării trifazate unghiurile sunt de câte 120° , rezultă că fluxurile magnetice fasciculare prin suprafețele spirelor bobinelor care formează înfășurarea trifazată, au expresiile:

$$\begin{cases} \varphi_{1T}(t) = \Phi_{\max} \cdot \cos \alpha \cdot \cos \omega t \\ \varphi_{2T}(t) = \Phi_{\max} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos \omega t \\ \varphi_{3T}(t) = \Phi_{\max} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos \omega t \end{cases} \quad (7.18)$$

Se observă că fluxurile magnetice $\varphi_{1T}(t)$, $\varphi_{2T}(t)$, și $\varphi_{3T}(t)$ sunt alternative, de pulsație ω (ca și \mathbf{u}_{ex}), iar amplitudinile lor depind de poziția unghiulară α a rotorului selsinului transmițător. Dacă axa unei faze coincide cu axa înfășurării monofazate, atunci amplitudinea fluxului magnetic pentru faza respectivă este maximă, fiind egală cu Φ_{\max} . Conform legii inducției electromagnetice, fluxurile magnetice alternative, $\varphi_{1T}(t)$, $\varphi_{2T}(t)$, și $\varphi_{3T}(t)$ induc în fazele înfășurării trifazate tensiuni electromotoare alternative, care au expresiile:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{e1T}(t) = -W \frac{d\varphi_{1T}(t)}{dt} = \Phi_{\max} \cdot W \cdot \omega \cdot \cos \alpha \cdot \sin \omega t \\ \mathbf{u}_{e2T}(t) = -W \frac{d\varphi_{2T}(t)}{dt} = \Phi_{\max} \cdot W \cdot \omega \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin \omega t \\ \mathbf{u}_{e3T}(t) = -W \frac{d\varphi_{3T}(t)}{dt} = \Phi_{\max} \cdot W \cdot \omega \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin \omega t \end{cases} \quad (7.19)$$

unde W este numărul de spire corespunzător unei faze a înfășurării trifazate.

Făcând următoarea notație:

$$U_{em} = \Phi_{\max} \cdot W \cdot \omega \quad (7.20)$$

se obține:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{e1T}(t) = U_{em} \cdot \cos \alpha \cdot \sin \omega t \\ \mathbf{u}_{e2T}(t) = U_{em} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin \omega t \\ \mathbf{u}_{e3T}(t) = U_{em} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin \omega t \end{cases} \quad (7.21)$$

Rezultă, că în fazele înfășurării trifazate a selsinului transmițător se induc t.e.m. alternative, care au pulsația ω ca și tensiunea de excitație a înfășurării monofazate, iar amplitudinile t.e.m. alternative induse depind de poziția unghiulară α a rotorului selsinului transmițător.

Expresiile amplitudinilor t.e.m. alternative induse în fazele înfășurării trifazate a selsinului transmițător sunt următoarele:

$$\begin{cases} U_{e1T}(\alpha) = U_{em} \cdot \cos\alpha \\ U_{e2T}(\alpha) = U_{em} \cdot \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ U_{e3T}(\alpha) = U_{em} \cdot \cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (7.22)$$

Selsinul transmițător poate fi considerat ca un element traductor, deoarece este un dispozitiv care transformă poziția unghiulară α a rotorului său, într-un sistem de trei tensiuni alternative $u_{e1T}(t)$, $u_{e2T}(t)$ și $u_{e3T}(t)$.

Și în cazul selsinului receptor, **SR**, au loc aceleași fenomene ca și cele descrise la **ST**, deosebirea constând în faptul că tensiunile electromotoare induse în fazele înfășurării trifazate a **SR**, $u_{e1R}(t)$, $u_{e2R}(t)$ și $u_{e3R}(t)$, depind de poziția unghiulară β a rotorului selsinului receptor.

Astfel:

$$\begin{cases} u_{e1R}(t) = U_{em} \cdot \cos\beta \cdot \sin\omega t, \\ u_{e2R}(t) = U_{em} \cdot \cos(\beta - \frac{2\pi}{3}) \cdot \sin\omega t \\ u_{e3R}(t) = U_{em} \cdot \cos(\beta - \frac{4\pi}{3}) \cdot \sin\omega t \end{cases} \quad (7.23)$$

Deoarece fazele înfășurărilor trifazate ale celor două selsine sunt conectate între ele, rezultă că prin acestea, precum și prin conductoarele de legătură a circulei curenților alternativi $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$, amplitudinile lor având următoarele expresii:

$$\begin{cases} I_{1m}(\alpha, \beta) = \frac{U_{e1T} - U_{e1R}}{Z} = \frac{U_{em}}{Z} \cdot (\cos\alpha - \cos\beta) \\ I_{2m}(\alpha, \beta) = \frac{U_{e2T} - U_{e2R}}{Z} = \frac{U_{em}}{Z} \cdot [\cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) - \cos(\beta - \frac{2\pi}{3})] \\ I_{3m}(\alpha, \beta) = \frac{U_{e3T} - U_{e3R}}{Z} = \frac{U_{em}}{Z} \cdot [\cos(\alpha - \frac{4\pi}{3}) - \cos(\beta - \frac{4\pi}{3})] \end{cases} \quad (7.24)$$

unde s-a notat cu Z impedanța unui circuit prin care circulează curenții $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$.

Se observă că dacă cele două selsine au aceeași poziție unghiulară ($\alpha = \beta$), atunci amplitudinile $I_{1m}(\alpha, \beta)$, $I_{2m}(\alpha, \beta)$, $I_{3m}(\alpha, \beta)$ sunt nule, deci implicit curenții alternativi $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$ vor fi egali cu zero. Atunci când cele două

selsine au poziții unghiulare diferite ($\alpha \neq \beta$), curenții alternativi $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$ vor fi diferiți de zero.

În acest caz, asupra bobinelor înfășurării trifazate a selsinului receptor vor acționa forțe electromagnetice, deoarece acestea sunt parcurse de curenții $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$ și se află în câmpul magnetic creat de curentul i_{exR} , care străbate înfășurarea de excitație a selsinului receptor. Datorită acțiunii acestor forțe, apare un moment de sincronizare M_s , care acționează asupra rotorului selsinului receptor.

Dacă momentul rezistent, M_r , al selsinului receptor este mai mic decât momentul de sincronizare, rotorul selsinului receptor se va roti până ce va ocupa aceeași poziție unghiulară cu rotorul selsinului transmițător, deci β va deveni egal cu α . Rezultă că momentul de sincronizare M_s va acționa permanent asupra rotorului selsinului receptor, tinzând să-l pună în concordanță cu poziția unghiulară a rotorului selsinului transmițător.

Astfel, acul indicator montat pe rotorul selsinului receptor, va indica poziția unghiulară a axului de comandă.

Momentul de sincronizare, M_s , depinde de valoarea unghiului de abatere $\theta = \alpha - \beta$ și se exprimă cu relația:

$$M_s = M_{s_{\text{max}}} \cdot \sin\theta \quad (7.25)$$

unde $M_{s_{\text{max}}}$ este valoarea maximă a momentului de sincronizare, care este direct proporțională cu amplitudinea fluxului de excitație Φ_{max} și cu amplitudinile curenților care trec prin înfășurarea trifazată a selsinului receptor (I_{1m} , I_{2m} și I_{3m}). Rezultă astfel, că momentul de sincronizare maxim va fi direct proporțional cu amplitudinea tensiunilor electromotoare induse și invers proporțional cu impedanța circuitului, Z .

Astfel, expresia momentului de sincronizare devine:

$$M_s = K \cdot \Phi_{\text{max}} \cdot \frac{U_{\text{em}}}{Z} \cdot \sin\theta \quad (7.26)$$

unde K este un factor de proporționalitate.

Din relația (7.26) rezultă ca momentul de sincronizare este nul pentru $\theta = 0^\circ$ (corespunde unui punct de echilibru stabil) și pentru $\theta = 180^\circ$ (corespunde unui punct de echilibru instabil).

Dacă selsinul receptor se găsește în poziția de echilibru instabil și se produce o abatere mică față de această poziție, momentul de sincronizare acționează astfel încât rotorul selsinului receptor este deplasat în poziția $\theta = 0$ sau $\theta = 360^\circ$, care de fapt coincide cu $\theta = 0$.

Când momentul de sincronizare este pozitiv, rotorul selsinului receptor se rotește într-un sens, iar când este negativ, rotorul selsinului receptor se rotește în celălalt sens, deci indiferent de situație, rotorul este acționat pentru eliminarea abaterii unghiulare θ .

Asupra rotorului selsinului transmițător va acționa de asemenea și un moment de sincronizare având același modul, însă de semn invers, deoarece curenții i_1 , i_2 și i_3 au sensul invers prin înfășurările selsinului transmițător față de sensul pe care-l au prin înfășurările selsinului receptor.

Deoarece, în cazul selsinului transmițător, momentul de sincronizare este mai mic decât momentul rezistent, acesta nu va influența poziția unghiulară a rotorului selsinului transmițător.

Când asupra rotorului selsinului receptor acționează un moment rezistent oarecare, M_r , abaterea unghiulară θ nu va fi complet eliminată, axistând o eroare, dată de relația:

$$\sin \theta = \frac{M_r}{M_{s_{\max}}} \Rightarrow \theta = \arcsin \frac{M_r}{M_{s_{\max}}} \quad (7.27)$$

În cazul în care unghiul θ are valori mici, se poate face aproximativ $\theta \approx \sin \theta$, astfel, eroarea rezultată se poate aproxima cu relația:

$$\theta = M_r / M_{sp} \quad (7.28)$$

unde M_{sp} este momentul specific de sincronizare și este dat de relația:

$$M_{sp} = \left(\frac{dM_s}{d\theta} \right)_{\theta=0} \quad (7.29)$$

Sistemul de transmisie sincronă de indicare cu un canal, poate funcționa și în regim dinamic. În acest caz, dacă rotorul selsinului transmițător se rotește cu o viteză unghiulară oarecare, atunci și rotorul selsinului receptor se va roti cu aceeași viteză unghiulară.

Din relația (7.28) se constată că mărimea erorii unghiulare θ , depinde de valorile momentului total rezistiv, care se opune rotirii axului selsinului receptor (M_r) și momentului specific de sincronizare (M_{sp}).

Sistem de transmitere sincronă de indicare cu două canale

STSI cu două canale sunt utilizate pentru micșorarea erorii transmisiei sincrone, ajungându-se la valori de ordinul a câtorva minute. Aceste sisteme conțin un canal aproximativ și un canal precis.

În figura 7.20 este prezentată schema electrică a unui sistem de transmisie sincronă de indicare cu două canale, fiecare canal fiind compus dintr-un selsin transmițător conectat cu un selsin receptor. Rotorul selsinului transmițător al canalului precis este acționat printr-un multiplicator de turație cu raportul $1:n$, astfel, acesta va avea o viteză de rotație mai mare de n ori decât rotorul selsinului transmițător al canalului aproximativ.

Fiecare din cele două canale funcționează după același principiu ca la **STSI** cu un canal, însă datorită factorului de multiplicare n , eroarea **STSI** cu două canale este mai mică de n ori față de eroarea **STSI** cu un canal, deoarece pentru aceeași abatere unghiulară, valoarea momentului de sincronizare este de n ori mai mare pe canalul precis decât pe canalul aproximativ.

De exemplu, dacă $n = 36$, selsinele de pe canalul aproximativ efectuează o deplasare unghiulară de 10° , iar cele de pe canalul precis efectuează o rotație completă (o deplasare unghiulară de 360°). Citirea poziției indicatoare se va face aproximativ pe cadranul selsinului receptor al canalului aproximativ și precis pe cadranul selsinului receptor al canalului precis (gradațiunile de pe cadranul selsinului receptor al canalului precis vor fi de la 0° la 10°).

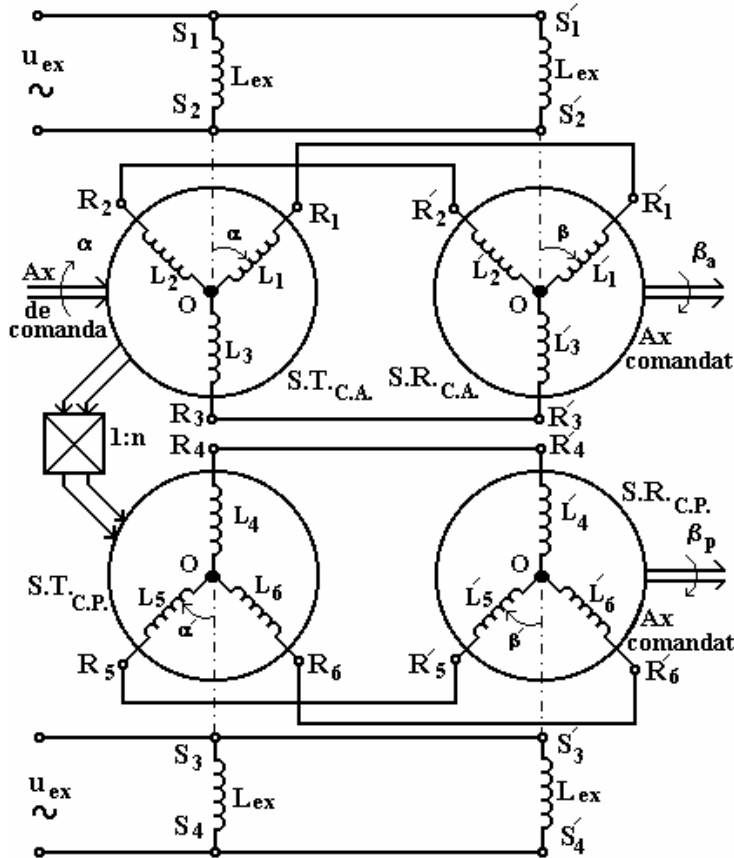


Fig. 7.20 Schema electrică a unui STSI cu două canale

7.3.4. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE A SISTEMULUI SELSIN DIFERENȚIAL

Sistemul selsin diferențial realizează diferența algebrică dintre pozițiile unghiulare ale rotoarelor a două selsine transmițătoare, care sunt cuplate electric cu un selsin diferențial.

Spre deosebire de un selsin transmițător, un selsin diferențial are două înfășurări trifazate, una dispusă pe stator iar cealaltă dispusă pe rotor.

Înfășurarea trifazată a selsinului transmițător ST_1 este conectată la înfășurarea trifazată rotorică a selsinului diferențial, iar înfășurarea trifazată a selsinului transmițător ST_2 este conectată la înfășurarea trifazată statorică a selsinului diferențial.

Poziția unghiulară γ , a rotorului selsinului diferențial este dată de relația:

$$\gamma = \alpha - \beta \quad (7.30)$$

unde: α este poziția unghiulară a rotorului selsinului transmițător ST_1 , iar β este poziția unghiulară a rotorului selsinului transmițător ST_2 .

În figura 7.21 este prezentată schema electrică a unui astfel de sistem.

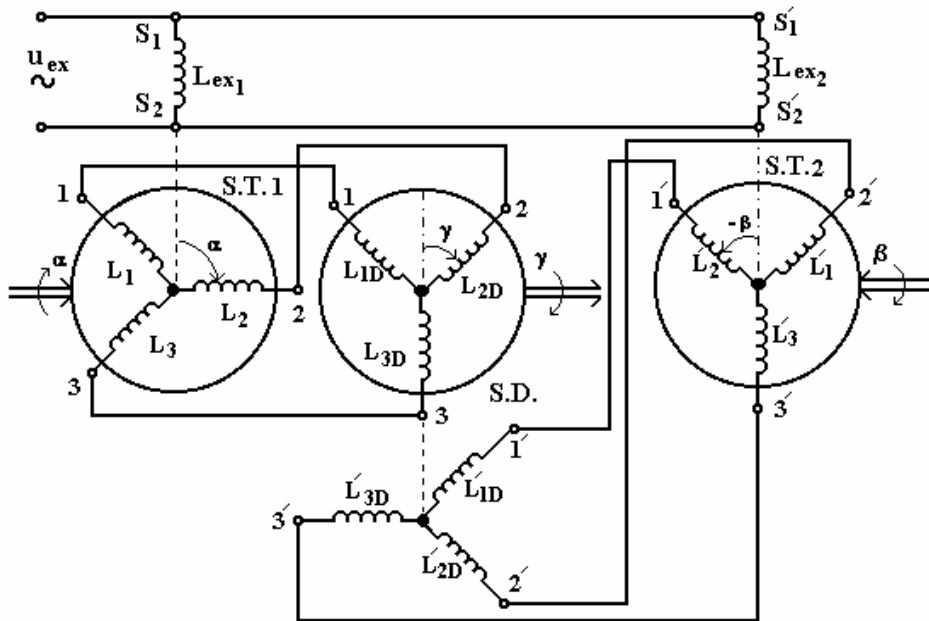


Fig. 7.21 Schema electrică a unui sistem selsin diferențial

Când rotorul selsinului transmițător ST_1 se rotește cu unghiul $+\alpha$, fluxul magnetic rezultat Φ_1 , creat de curenți i_1 , i_2 și i_3 care străbat înfășurarea trifazată rotorică a selsinului diferențial, se va roti cu unghiul $-\alpha$. Deoarece, fluxul Φ_1 nu poate roti statorul selsinului diferențial, care este imobil, rezultă că rotorul acestuia se va roti cu unghiul $+\alpha$. Dacă se rotește și rotorul selsinului transmițător ST_2 cu unghiul $+\beta$, atunci fluxul magnetic rezultat Φ_2 , creat de curenții alternativi care străbat înfășurarea trifazată statorică a selsinului diferențial, se va roti cu unghiul $-\beta$, determinând rotirea selsinului diferențial cu același unghi $-\beta$.

Rezultă, că sub acțiunea fluxurilor magnetice Φ_1 și Φ_2 , rotorul selsinului diferențial va efectua o deplasare unghiulară γ .

7.3.5. PRICIPIUL DE FUNCȚIONARE A SELSINULUI TRANSFORMATOR

Selsinul transformator transformă diferența dintre pozițiile unghiulare a două axe într-o tensiune alternativă, a cărei amplitudine este proporțională cu această diferență.

Un sistem selsin transformator este alcătuit dintr-un selsin transmițător și un selsin transformator. Schema electrică a unui astfel de sistem este prezentată în figura 7.22. Înfășurările trifazate ale celor două selsine se conectează împreună.

Înfășurarea monofazată a selsinului transmițător este alimentată cu tensiunea alternativă u_{ex} rezultând prin această înfășurare un curent alternativ de excitație i_{ex} , care produce în interiorul selsinului un câmp magnetic alternativ. Rezultă că

suprafețele spirelor bobinelor care formează înfășurarea trifazată a rotorului selsinului transmițător sunt străbătute de fluxuri magnetice alternative de aceeași pulsație ω ca și tensiunea de excitație, amplitudinile lor depinzând de poziția unghiulară α a rotorului selsinului transmițător.

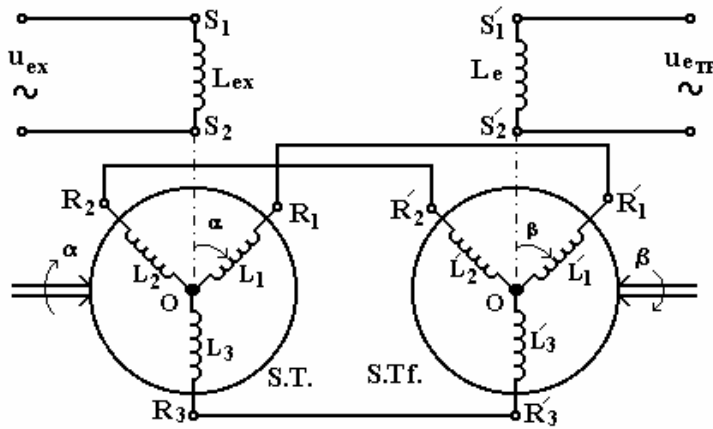


Fig. 7.22 Schema electrică a unui sistem selsin transformator

Aceste fluxuri magnetice alternative, conform legii inducției electromagnetice, induc în fazele înfășurării trifazate a selsinului transmițător t.e.m. u_{e1T} , u_{e2T} și u_{e3T} , care au expresiile:

$$\begin{cases} u_{e1T}(t) = U_{em} \cdot \cos\alpha \cdot \sin\omega t, \\ u_{e2T}(t) = U_{em} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sin\omega t \\ u_{e3T}(t) = U_{em} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \sin\omega t \end{cases} \quad (7.31)$$

Tensiunile electromotoare u_{e1T} , u_{e2T} și u_{e3T} produc prin înfășurările trifazate ale celor două selsine, curenții alternativi $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$, amplitudinile lor fiind date de relațiile:

$$\begin{cases} I_{1m} = \frac{U_{em}}{Z} \cdot \cos\alpha \\ I_{2m} = \frac{U_{em}}{Z} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{3m} = \frac{U_{em}}{Z} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (7.32)$$

unde Z reprezintă impedanța totală din circuitul unei faze.

Acești curenți $i_1(t)$, $i_2(t)$ și $i_3(t)$, străbătând fazele înfășurării trifazate ale selsinului transformator, produc fiecare câte un flux magnetic alternativ orientat de-a lungul axei fazei respective. Aceste fluxuri magnetice induc în înfășurarea

monofazată a selsinului transformator câte o t.e.m. alternativă, amplitudinile acestora având următoarele expresii:

$$\begin{cases} U_{em1TF} = k \cdot I_{1m} \cdot \cos\beta = k \cdot \frac{U_{em}}{Z} \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta \\ U_{em2TF} = k \cdot I_{2m} \cdot \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) = k \cdot \frac{U_{em}}{Z} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{em3TF} = k \cdot I_{3m} \cdot \cos\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right) = k \cdot \frac{U_{em}}{Z} \cdot \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (7.33)$$

unde k este un factor de proporționalitate.

Tensiunea alternativă rezultantă în înfășurarea monofazată a selsinului transformator va fi egală cu suma celor trei tensiuni alternative induse, amplitudinea sa având următoarea expresie:

$$U_{mTF} = U_{em1TF} + U_{em2TF} + U_{em3TF} \quad (7.34)$$

Rezultă succesiv:

$$U_{mTF} = k \cdot \frac{U_{em}}{Z} \left[\cos\alpha \cdot \cos\beta + \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(\beta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \Rightarrow$$

$$U_{mTF} = k \cdot \frac{U_{em}}{Z} \left[\cos\alpha \cdot \cos\beta + 2 \cos^2 \frac{2\pi}{3} \cdot \cos\alpha \cdot \cos\beta + 2 \cdot \sin^2 \frac{2\pi}{3} \cdot \sin\alpha \cdot \sin\beta \right] \Rightarrow$$

$$U_{mTF} = \frac{3}{2} k \cdot \frac{U_{em}}{Z} (\cos\alpha \cdot \cos\beta + \sin\alpha \cdot \sin\beta) \Rightarrow$$

$$U_{mTF} = \frac{3}{2} k \cdot \frac{U_{em}}{Z} \cdot \cos(\alpha - \beta)$$

Făcând notația:

$$U_{eM} = \frac{3}{2} \cdot k \cdot \frac{U_{em}}{Z} \quad (7.35)$$

amplitudinea tensiunii rezultante în înfășurarea monofazată devine:

$$U_{mTF} = U_{eM} \cdot \cos(\alpha - \beta) \quad (7.36)$$

T.e.m. alternativă indusă în înfășurarea monofazată a selsinului transformator, cu amplitudinea U_{mTF} , are aceeași frecvență ca și tensiunea de excitație, expresia ei fiind următoarea:

$$u_{eTF}(t) = U_{eM} \cdot \cos(\alpha - \beta) \cdot \sin\omega t \quad (7.37)$$

Se observă că tensiunea electromotoare alternativă $u_{eTF}(t)$ depinde de poziția unghiulară α a rotorului selsinului transmițător și de poziția β a rotorului selsinului transformator.

Se observă că U_{eTF} are valoare maximă când $\alpha = \beta$ și se anulează atunci când $\alpha - \beta = 90^\circ$.

Dacă este necesar ca amplitudinea tensiunii $u_{eTF}(t)$ să varieze sinusoidal în funcție de diferența $\alpha - \beta$, este suficient ca rotorul unuia din cele două selsine să se monteze inițial, pe axul respectiv, cu un decalaj de 90° .

7.3.6. CARACTERISTICILE ȘI ERORILE SELSINELOR

Caracteristicile selsinelor reprezintă dependențele funcționale între diferite mărimi variabile, la funcționarea schemei cu selsine.

Caracteristicile selsinelor se pot determina pentru o viteză de rotație nulă a axului selsinelor (caracteristici statice) sau pentru o viteză diferită de zero (caracteristici dinamice).

Pentru schemele cu selsine, mărimea variabilă independentă este de obicei unghiul de neconcordanță, θ .

Cele mai importante caracteristici de funcționare ale selsinului sunt următoarele:

- caracteristica cuplului sincronizat, $M_s = f(\theta)$;
- caracteristica puterii absorbite, $P_{ab} = f(\theta)$;
- caracteristica curentului de excitație, $I_{ex} = f(\theta)$;
- caracteristica factorului de putere, $\cos \varphi = f(\theta)$;
- caracteristica curenților de sincronizare, $I_1, I_2, I_3 = f(\theta)$;
- caracteristica erorii selsinelor, $\Delta\theta = f(\theta)$.

Pentru diferite regimuri de funcționare, selsinele pot avea erori de natură electromagnetică, mecanică sau de exploatare. Aceste erori conduc la micșorarea fidelității urmăririi axului de comandă de către axul comandat.

În funcție de regimul de funcționare a selsinelor, erorile se împart în două categorii:

- erori statice (selsinele nu se rotesc);
- erori dinamice (selsinele se rotesc).

Există două grupe de factori care influențează mărimea erorii unghiulare și anume:

- factori rezultați din procesul de fabricație și de construcție;
- factori rezultați din condițiile de exploatare.

Erorile de fabricație și prin natura construcției **STSI** sunt următoarele:

- existența momentului de frecare;
- echilibrarea imperfectă a rotorului selsinului receptor;
- reluctanța magnetică neuniformă a rotorului selsinului receptor;
- diferențe electrice în construcția selsinului transmițător și a selsinului receptor (t.e.m. induse diferite pentru poziții unghiulare identice ale rotoarelor).

Erorile de exploatare sunt următoarele:

- variațiile tensiunii de alimentare (momentul de sincronizare variază cu pătratul tensiunii sursei de alimentare);
- variațiile frecvenței sursei de alimentare (momentul de sincronizare scade cu creșterea frecvenței tensiunii sursei de alimentare);
- variațiile momentului rezistent (mărimea unghiului de eroare se schimbă odată cu variația momentului rezistent).

Cele mai frecvente cazuri de deranjamente în funcționarea unui sistem format dintr-un selsin transmițător și un selsin receptor, sunt următoarele:

- întreruperea tensiunii de excitație la selsinul receptor;
- scurtcircuit între două faze ale înfășurării trifazate;
- întreruperea circuitului unei faze;
- inversarea polarității la una din înfășurările de excitație;
- inversarea legăturilor a două faze.

Clasa de precizie a unui selsin este dictată de media erorilor maxime pentru cele două sensuri de deplasare unghiulară, care se numește eroarea maximă a selsinului.

7.4. INDUCTOSINUL ȘI MAGNESINUL

Inductosinul și **magnesinul** sunt traductoare de poziție unghiulară sau liniară în cod cifric. Precizia unor astfel de traductoare nu este limitată de schema de transformare, ci de precizia elementului analogic.

7.4.1. INDUCTOSINUL

Inductosinul este un traductor inductiv care are înfășurări frontale, aplicate printr-un procedeu fotochimic pe un material izolant cu o mică permeabilitate magnetică.

Are o precizie foarte mare deoarece numărul polilor acestui traductor poate atinge valori mari **200...300** și pentru că este puțin sensibil față de erorile cu caracter tehnologic. Astfel, precizia unghiulară care se obține este mai bună decât o secundă de arc, iar precizia liniară este mai bună de **13μm**.

Acest element traductor poate avea o formă liniară sau rotativă. Forma liniară se utilizează în special în domeniul mașinilor-unelte automate, la controlul precis al elementelor în mișcare de translație, iar forma rotativă se utilizează în sistemul de comandă program al mașinilor-unelte de precizie și la echipamentele de ghidare.

Inductosinul de formă rotativă este asemănător unui selsin, semnalul de ieșire, ca funcție de unghiul de rotație, obținându-se prin cuplajul inductiv între conductoarele fixe și cele mobile.

Principiul de bază al unui inductosin este bine ilustrat prin goniometrul electromagnetic, care este alcătuit din două bobine încrucișate fixe și o a treia bobină montată pe un ax rotativ. Dacă sunt împerecheate două astfel de sisteme și au bobinele statorice conectate împreună, ele pot fi utilizate ca emițător și receptor al datelor unghiulare.

La un inductosin, bobinele sunt depuneri metalice de circuite imprimate pe discuri sau plăci izolante.

În forma rotativă, tensiunile statorice sunt de forma **$\sin(p\theta)$** și **$\cos(p\theta)$** , unde **θ** este unghiul de rotație a rotorului față de stator, iar **p** este numărul de perechi de poli. Astfel, perioada tensiunilor este dublul pasului polar, iar numărul de perioade într-un cerc complet este jumătate din numărul de poli.

Calitatea unui inductosin se caracterizează prin următorii parametri:

- Acuratețe (definește precizia cu care poziția unui element dat poate fi măsurată sau reprodusă față de un sistem de referință exterior, absolut). Acuratețea minimă admisă pentru inductosinul liniar este de $\approx 2,5\mu\text{m}$.
- Repetabilitate (definește precizia cu care o poziție sau un raport al tensiunilor sinusoidale și cosinusoidale, poate fi repetată în încercări succesive). Inductosinul liniar are repetabilitatea minimă admisă de $0,25\mu\text{m}$.
- Sensibilitate (definește cea mai mică deplasare care poate fi măsurată sau reprodusă de către un dispozitiv). Sensibilitatea minimă admisă pentru inductosinul liniar este de $0,05\mu\text{m}$.

7.4.2. MAGNESINUL

Părțile componente principale ale unui magnesin sunt următoarele: rotorul bipolar constituit dintr-un magnet permanent de formă cilindrică și magnetizat după direcția diametrală și statorul format dintr-un miez toroidal din tole din permalloy, pe care se află înfășurarea de sincronizare parcursă de c.a. monofazat. Această înfășurare este împărțită în trei părți egale prin două prize, dispuse la 120° și 240° față de punctul de alimentare.

În jurul statorului se află un al doilea miez feromagnetic toroidal realizat tot din tole de permalloy.

Funcționarea magnesinelor este asemănătoare cu cea a selsinelor în regim de indicator și se bazează pe utilizarea neliniarității caracteristicii de magnetizare a miezului feromagnetic statoric. Astfel, datorită polarității rotorului, magnesinele au capacitatea de autosincronizare în limitele unui rotații complete. Performanțele lor sunt însă inferioare celor ale selsinelor și de aceea utilizarea lor este limitată la cazurile în care gabaritul și greutatea redusă au o importanță deosebită. Ca și la selsine, magnesinul indicator poate comanda în regim de indicator mai multe magnesine receptoare.

Magnesinele nu pot fi utilizate decât în sistemele de urmărire cu distanțe mici între emițător și receptor și la care cuplul de sincronizare maxim nu depășește $0,12\text{mgf}\cdot\text{cm}$.

Erorile magnesinelor sunt de ordinul $2,5^\circ$ la tensiune nominală și ajung până la 5° dacă tensiunea de alimentare scade cu 30% .

În tehnica militară, magnesinele sunt utilizate în special în instalațiile de radiocompas ale avioanelor, datorită construcției relativ simple, absenței contactelor alunecătoare, gabaritului mic și siguranței în funcționare.

7.5. MAȘINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU AMPLIFICATOARE

În automatică, în afara amplificatoarelor electronice, magnetice, hidraulice, pneumatice, s-au răspândit amplificatoarele realizate cu ajutorul mașinilor electrice la care prin semnale electrice de putere mică se pot controla puteri electrice mari obținute la ieșirea din amplificator.

Generatorul de curent continuu cu excitație separată poate fi considerat ca un amplificator la care puterea de excitație reprezintă puterea de intrare P_i , iar puterea la bornele indusului reprezintă puterea de ieșire P_e .

Factorul de amplificare în putere K_p al generatorului este definit de raportul:

$$K_p = \frac{P_e}{P_i} \quad (7.38)$$

având valori cuprinse între **15...50** pentru generatoare de mică putere și mijlocie (**0,5...30kW**). Această amplificare se face pe seama puterii mecanice primite de la motorul care antrenează generatorul.

În practică sunt necesari factori de amplificare mult mai mari, obținuți prin:

- măsuri constructive (micșorarea întrefierului, supradimensionarea înfășurării de excitație, folosirea înfășurării de compensare);
- cuplarea în cascadă a mai multor etaje amplificatoare;
- folosirea reacției pozitive.

7.5.1. AMPLIDINA

Amplidina este un generator de c.c. bipolar cu excitație separată, care în afară de perii principale **AA'** situate pe axa longitudinală, are și două perii transversale **BB'** scurtcircuitate (fig. 7.23).

Aplicând la bornele înfășurării de comandă (C) o tensiune U_1 , prin această înfășurare va circula curentul I_1 care va da naștere fluxului magnetic de excitație ϕ_1 , orientat după axa longitudinală. Rotind indusul în sensul indicat în figură, în conductoarele înfășurării indusului se induce t.e.m. ale căror sensuri sunt indicate pe periferia rotorului. Între perii transversale **BB'** apare astfel o t.e.m. U_{e2} , sub acțiunea căreia în circuitul transversal al indusului va lua naștere un curent de intensitate I_2 , care va produce un flux magnetic transversal ϕ_2 .

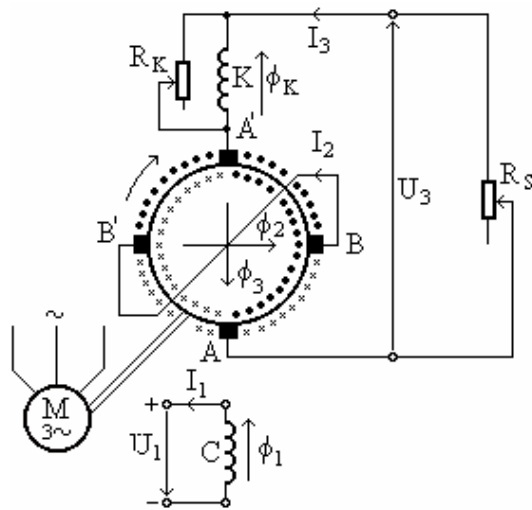


Fig. 7.23 Schema electrică a amplidinei

Cu un curent I_1 foarte mic, deci cu o putere redusă, se obține un curent intens I_2 , în circuitul format de legătura de scurtcircuitare a periiilor BB' și înfășurarea indusului, t.e.m. din acest circuit trebuind să acopere în regim permanent numai căderea ohmică de tensiune.

Conductoarele indusului rotindu-se, taie liniile fluxului magnetic ϕ_2 , în ele inducându-se t.e.m. al căror sens este indicat pe partea interioară a periferiei indusului. La periiile longitudinale AA' va apărea o t.e.m. U_{e3} , iar dacă periiile sunt închise pe o rezistență de sarcină R_s , în circuitul exterior al amplidinei ia naștere un curent de intensitate I_3 .

Astfel, amplidina este o mașină generatoare care are două etaje de amplificare. Primul etaj de amplificare este constituit din înfășurarea de comandă C și înfășurarea indusului cuprinsă între periiile BB' . Al doilea etaj de amplificare este constituit din înfășurarea indusului cuprinsă între periiile BB' și înfășurarea indusului cuprinsă între periiile longitudinale AA' .

Efectul de amplificare al amplidinei este legat de faptul că fluxul magnetic transversal ϕ_2 , este mult mai mare decât fluxul longitudinal ϕ_1 , care îl produce. Odată cu apariția curentului I_3 la închiderea circuitului exterior între periiile AA' , se constată și o pronunțată cădere de tensiune la borne. Această scădere a tensiunii se explică prin faptul că la trecerea curentului I_3 prin conductoarele indusului amplidinei, se produce un flux magnetic de reacție longitudinal ϕ_3 , orientat după direcția AA' , în sens invers fluxului magnetic ϕ_1 , deci având o acțiune demagnetizantă.

Pentru a menține tensiunea la borne U_3 constantă în timpul încărcării amplidinei, este necesar a neutraliza fluxul magnetic de reacție ϕ_3 . În acest scop se prevede sistemul inductor cu o înfășurare suplimentară de compensare K în axa longitudinală parcursă de curentul I_3 , deci conectată în serie la circuitul indusului amplidinei. Această înfășurare poate fi concentrată pe miezurile polare sau repartizată în creștăturile statorului.

Dacă compensarea este realizată pe deplin ($\phi_K = \phi_3$), atunci se spune că avem o compensare critică. Dacă predomină solenația înfășurării de compensare ($\phi_K > \phi_3$) se spune că amplidina este supracompensată, iar când predomină solenația produsă de reacția indusului ($\phi_K < \phi_3$), amplidina este subcompensată.

În general amplidinile se construiesc supracompensate, cu posibilitatea de a micșora curentul din înfășurarea de compensare cu ajutorul unei rezistențe de reglare R_K , conectată în paralel cu înfășurarea de compensare a amplidinei. Se poate varia astfel gradul de compensare a amplidinei și se poate fixa în limite optime, lucru care exclude posibilitatea autoexcitației și asigură stabilitatea tensiunii la borne, U_3 , la diferite sarcini ale amplidinei.

Puterea necesară excitării amplidinei, puterea obținută la bornele BB' și puterea debitată de amplidină în circuitul exterior sunt date de relațiile:

$$P_1 = U_1 \cdot I_1; \quad P_2 = U_{e2} \cdot I_2; \quad P_3 = U_3 \cdot I_3 \quad (7.39)$$

Factorii de amplificare al primului etaj și respectiv, al celui de al doilea etaj sunt dați de relațiile:

Comment [SP1]:

$$K_1 = \frac{P_2}{P_1}; \quad K_2 = \frac{P_3}{P_2} \quad (7.40)$$

În general factorii de amplificare pe cele două etaje sunt diferiți ($K_1 \neq K_2$). Factorul total de amplificare al amplidinei este:

$$K = \frac{P_3}{P_1} = \frac{P_3}{P_2} \cdot \frac{P_2}{P_1} = K_2 \cdot K_1 \quad (7.41)$$

Se pot obține factori de amplificare de ordinul a **10 000**.

Amplidina poate fi prevăzută cu mai multe înfășurări de comandă (**2...6**), ceea ce mărește ușurința de compensare a schemei de automatizare în care funcționează amplidina. Amplidinile se construiesc cu puteri cuprinse între (**0,4...40kW**) și sunt folosite în comanda avansului la freze, reglarea poziției electrozilor la cuptoarele electrice cu arc, în sistemele de rotire a antenelor radiolocatoarelor, a platformelor tunurilor antiaeriene sau a rampelor de rachete antiaeriene.

În ultimii ani, interesul pentru mașinile amplificatoare a scăzut, datorită dezvoltării dispozitivelor semiconductoare de putere.

7.6. MOTORUL PAS CU PAS

7.6.1. NOȚIUNI GENERALE

Motoarele pas cu pas sunt dispozitive electro-mecanice care transformă informația numerică într-o mișcare mecanică, stabilind o corespondență directă univocă între informația primită și deplasarea unghiulară realizată. Prin modul lor de funcționare, motoarele pas cu pas se deosebesc de motoarele de curent continuu și de curent alternativ clasice, deoarece sunt comandate în impulsuri și se deplasează pas cu pas, având posibilitatea de poziționare precisă a rotorului.

Combi-nația dintre un sistem de comandă rapidă și un motor pas cu pas a dus la utilizarea acestora tot mai frecventă și pe scară largă. Toate aplicațiile în care sunt utilizate motoarele pas cu pas au un lucru în comun și anume, mișcarea controlată. Oriunde mișcarea controlată și / sau poziționarea sunt necesare, motorul pas cu pas poate fi utilizat pentru a da flexibilitate și precizie sistemului respectiv.

Domeniile mai importante în care motorul pas cu pas poate fi utilizat sunt următoarele: sistemele de urmărire numerice, sistemele periferice ale calculatoarelor numerice, sistemele de comandă-program ale mașinilor unelte și proceselor tehnologice, aeronautică și tehnica spațială, tehnica militară etc.

7.6.2. PRINCIPII DE FUNCȚIONARE

Motoarele pas cu pas pot fi clasificate în trei categorii principale:

- Motorul pas cu pas cu magnet permanent;
- Motorul pas cu pas cu reluctanță variabilă;
- Motorul pas cu pas hibrid.

Motorul pas cu pas cu magnet permanent

Rotorul motorului pas cu pas cu magnet permanent este un magnet permanent cilindric, polii magnetici fiind ficși iar numărul lor limitat, datorită caracteristicilor materialului magnetic. Cu un rotor magnet permanent se pot obține numai unghiuri de pas relativ mari, deoarece prin mărirea diametrului magnetului pentru a obține un număr de poli magnetici ai rotorului mai mare rezultă o creștere drastică a inerției acestuia, acest fapt determinând reducerea posibilităților de pornire a motorului, chiar sub limita sa de utilizare.

Ansamblul stator include două sau mai multe statoare, fiecare având o înfășurare parcursă de curent pentru a produce un câmp magnetic. Prin inversarea sensului curentului prin înfășurarea statorică, polii N și S ai câmpului magnetic creat se inversează. Inversând succesiv sensurile curenților prin înfășurările statorice se creează un câmp magnetic rotativ, care duce la rotația magnetului permanent ce reprezintă rotorul motorului pas cu pas.

Există două metode prin care sensul curentului prin înfășurarea statorică poate fi inversat, rezultând astfel două tipuri de motoare pas cu pas: cele proiectate pentru o comandă unipolară și respectiv, cele cu comandă bipolară.

Pentru o explicare mai simplă a funcționării, schemele și diagramele de funcționare se referă la un motor pas cu pas cu magnet permanent, care are un rotor cu numai 2 poli (ar putea avea chiar 24 poli, dar principiul de funcționare rămâne același).

Motorul pas cu pas cu magnet permanent poate fi cu comandă unipolară sau cu comandă bipolară. Fiecare înfășurare statorică a unui **motor pas cu pas cu comandă unipolară** este prevăzută cu o priză mediană, care este conectată la una din bornele sursei de alimentare. Sensul curentului prin înfășurare este astfel determinat de capătul înfășurării la care este conectată cealaltă bornă a sursei de alimentare, prin intermediul comutatorului. Comutând între cele două semi-înfășurări se obține inversarea polilor câmpului magnetic statoric.

În figura 7.24 a este reprezentat un motor pas cu pas cu 4 faze, la care sunt alimentate fazele F_1 și F_2 .

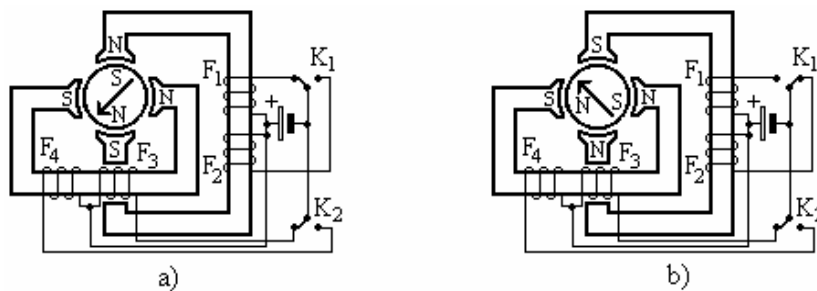


Fig. 7.24 Motorul pas cu pas cu comandă unipolară

Câmpul magnetic produs de curenții care străbar semiînfășurările F_1 și F_2 determină rotorul să se alinieze în poziția indicată în figură. Dacă se acționează comutatorul K_1 astfel încât să fie alimentate fazele F_2 și F_3 , câmpul magnetic

statoric este re poziționat și astfel, se obțin condițiile prezentate în figura 7.24 b, iar rotorul se deplasează cu 90° pentru a se alinia cu direcția câmpului magnetic statoric. Se poate astfel observa, că alternând secvența de comandă a comutatoarelor K_1 și K_2 , rotorul poate fi făcut să se deplaseze în orice direcție.

Figura 7.25 a prezintă configurația de comandă pentru un motor unipolar cu 4 faze. În figura 7.25 b este prezentată secvența de comutație a comutatoarelor de putere. De fiecare dată sunt alimentate două faze ale motorului, rezultând rotația câmpului magnetic statoric, care determină deplasarea pas cu pas a rotorului motorului.

În figura 7.26 este prezentată schema electrică a unui motor pas cu pas cu comandă bipolară. Înfășurările statorice ale acestui tip de motor nu sunt prevăzute cu o priză mediană. Astfel, în loc de a produce inversarea sensului curentului prin alternarea fazelor, în acest caz, curentul prin întreaga înfășurare este inversat prin schimbarea alternativă a bornelor de alimentare. Comanda unui motor bipolar este identică cu cea a motorului cu comandă unipolară. Când sensul curentului prin faza F_1 este inversat cu ajutorul comutatorului K_1 (fig. 7.26 b), câmpul magnetic statoric se realiniează și rotorul se deplasează corespunzător.

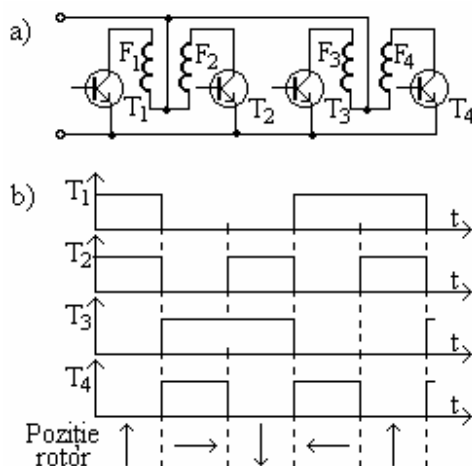


Fig. 7.25 Sistem unipolar cu patru faze
a) configurația de comandă;
b) secvența de comutație

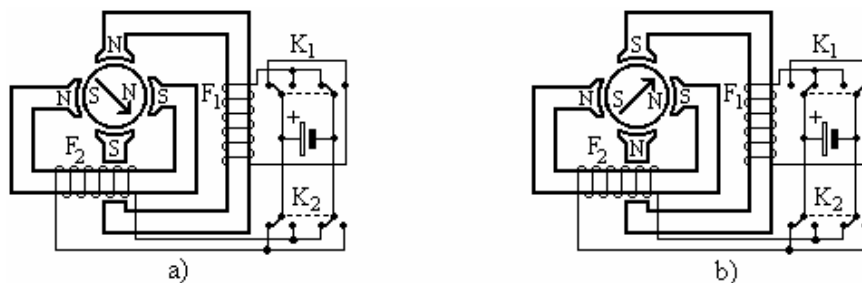


Fig. 7.26 Motorul pas cu pas cu comandă bipolară

În figura 7.27 a este prezentată schema electrică a circuitului de comandă a motorului bipolar cu 4 faze. Comutatoarele sunt acționate întotdeauna în perechi, K_1 cu K_4 și K_2 cu K_3 . Formele de undă corespunzătoare comutării pentru această configurație sunt prezentate în figura 7.27 b.

Avantajele utilizării unui motor cu comandă bipolară reies și din figura 7.28 (cuplul de lucru – funcție de viteza de rotație), în care sunt comparate performanțele unui motor unipolar cu echivalentul său bipolar. Motoarele unipolare

dezvoltă un cuplu mai mic la o viteză mai mică de rotație, iar la o viteză ridicată de rotație cuplurile dezvoltate de cele două tipuri de motoare pas cu pas sunt aceleași.

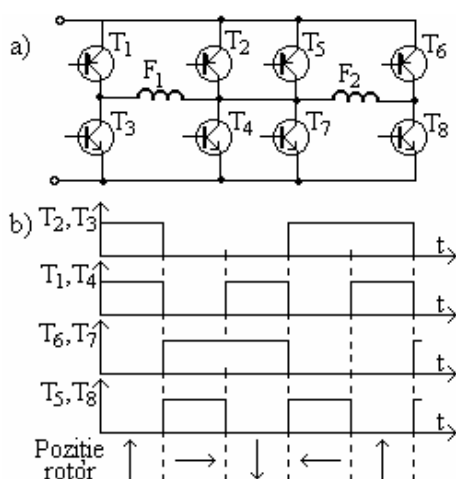


Fig. 7.27 Sistem bipolar cu patru faze
a) configurația de comandă;
b) secvența de comutație

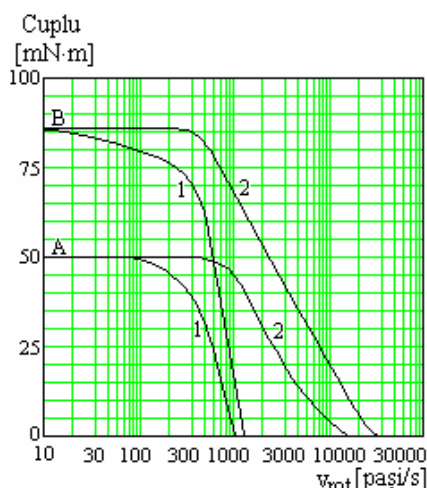


Fig. 7.28 Cuplul de lucru în funcție de viteza de rotație: A – motor unipolar;
B – motor bipolar

Timpu necesar comutării este mult mai mic la motoarele cu comandă unipolară, deoarece motoarele unipolare necesită un circuit mai simplu de comandă, numai 4 tranzistori de putere în loc de 8. La motoarele cu comandă bipolară trebuie ținut cont ca secvențele de comutare să nu permită ca 2 tranzistori opuși să fie comutați în același timp, pentru a nu scurtcircuita sursa de alimentare. Comandat corespunzător, motorul cu comandă bipolară permite obținerea unor performanțe superioare la viteze mici și medii de funcționare.

Motorul pas cu pas cu reluctanță variabilă

La un motor pas cu pas cu reluctanță variabilă, rotația este obținută utilizând forța de atracție între componenta magnetizată (polul statorului produs de un curent electric controlat) și componenta pasivă de oțel (polul rotorului). Deplasarea pas cu pas a rotorului este determinată de faptul că polii statorului sunt activați succesiv, polii rotorului fiind atrași către cel mai apropiat pol activ.

În figura 7.29 este prezentată cea mai simplă configurație de motor cu reluctanță variabilă, în care statorul are 6 poli iar rotorul 4 poli. Rotorul este un simplu ax realizat din oțel. Înfășurarea statorică este realizată astfel încât pe fiecare pereche de poli a statorului să fie dispusă o fază a statorului.

În figura 7.29 a este prezentată situația când faza **AX** este alimentată și polii rotorului 1 și 3 sunt aliniați cu înfășurarea **AX**. Dacă se întrerupe alimentarea fazei **AX** și se alimentează faza **BY**, atunci polii 2 și 4, care sunt cei mai apropiați față de polii activi ai statorului se orientează de-a lungul fazei **BY**, datorită forței electromagnetice exercitate de câmpul magnetic produs de curentul electric ce străbate faza **BY** (fig. 7.29 b). Dacă secvențial este alimentată faza **CZ**, fazele **AX**

și **BY** fiind nealimentate, atunci polii magnetici ai rotorului 1 și 3 se vor orienta de-a lungul fazei **CZ** (fig. 7.29 c).

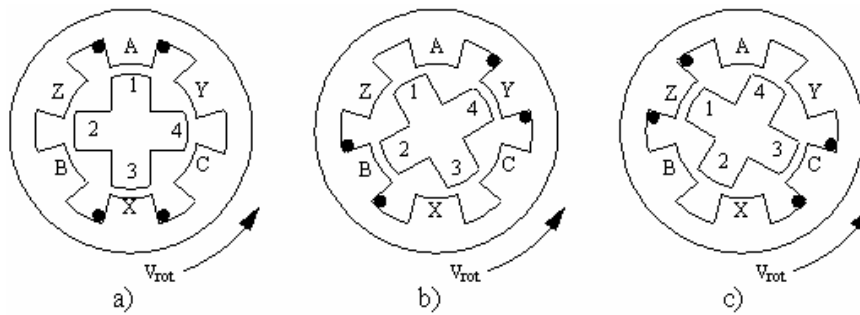


Fig. 7.29 Motorul pas cu pas cu reluctanță variabilă

Motorul pas cu pas hibrid

Într-o configurație uzuală, funcționarea motorului pas cu pas hibrid se bazează pe metodele de producere ale cuplului electromagnetic întâlnite atât la motorul pas cu pas cu magnet permanent cât și la motorul pas cu pas cu reluctanță variabilă, fapt care permite obținerea unui sistem cu performanțe mai înalte, volum mic, inerție mică a rotorului și unghiuri de pas cât mai mici.

Rotorul unui motor pas cu pas hibrid constă dintr-un magnet permanent dispus axial și o pereche de discuri metalice dințate, câte unul la fiecare capăt al axului rotorului.

În figura 7.30 este prezentată o secțiune printr-un motor pas cu pas hibrid.

Dinții discurilor dispuse pe rotor sunt decalajați unii față de alții, astfel încât atunci când înfășurările fazelor statorului sunt alimentate, diferiți dinți se aliniază cu polii statorului într-un mod similar celui de la motorul cu reluctanță variabilă. Adăugarea unui magnet permanent pe rotor introduce o polaritate în modul în care dinții rotorului se aliniază cu polii statorului.

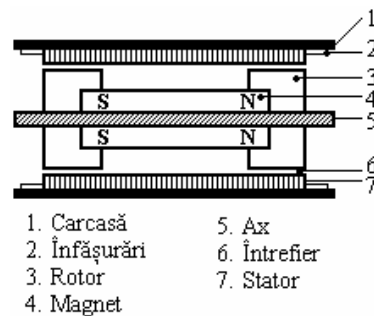


Fig. 7.30 Secțiune printr-un motor pas cu pas hibrid

7.6.3. MĂRIMI CARACTERISTICE ALE MOTORULUI PAS CU PAS

Motorul pas cu pas este caracterizat printr-o serie de mărimi caracteristice, cele mai importante fiind următoarele:

- unghiul de pas;
- cuplul rezistent;
- cuplul de lucru (dinamic);
- cuplurile limită;
- frecvența limită.

Unghiul de pas (pasul motorului)

Pasul motorului este unghiul de rotație a rotorului, corespunzător unui impuls de comandă. Unghiul de pas depinde de numărul de perechi de poli, de numărul înfășurărilor de comandă decalate spațial una față de alta și de secvența de comandă a înfășurărilor statorului.

Pentru un motor pas cu pas cu magnet permanent, unghiul de pas se calculează cu relația:

$$\alpha_p = \frac{360^\circ}{2 \cdot p_s \cdot p_r} \quad (7.42)$$

unde: α_p reprezintă valoarea unghiului de pas; p_s - numărul perechilor de poli ai statorului; p_r - numărul perechilor de poli ai rotorului.

Cuplul rezistent

La pornire, când se alimentează motorul, este necesar un cuplu de o anumită valoare pentru a roti rotorul motorului cu un pas. Acest cuplu este cunoscut sub numele de cuplu rezistent. Când este aplicat un cuplu mai mare decât cuplul rezistent rotorul se va roti continuu. În mod normal, cuplu rezistent este mai mare decât cuplul de lucru și acționează ca o frână puternică pentru a menține sarcina motorului nemișcată (în poziție).

Datorită magnetizației permanente, motorul pas cu pas hibrid și motorul pas cu pas cu magnet permanent au un cuplu de frânare chiar și atunci când înfășurările statorului nu sunt alimentate. Acest cuplu este denumit cuplu de reținere.

Cuplul de lucru

În cazul general, cuplul electromagnetic se poate defini ca fiind derivata energiei magnetice în funcție de unghiul de rotație a rotorului, la un curent de excitație constant:

$$M_S = - \left(\frac{dW_m}{d\alpha_p} \right)_{i=ct.} \quad (7.43)$$

Caracteristicile dinamice ale motoarelor pas cu pas sunt descrise de curbele de variație a cuplului în funcție de viteza de rotație (nr. pași / s). Curbele tipice sunt prezentate în figura 7.28.

Curba corespunzătoare cuplului maxim în cazul unui motor care lucrează în sarcină (curba 1) arată faptul că un motor pas cu pas poate fi pornit, respectiv oprit, fără a se pierde pași atunci când funcționează la o viteză de rotație constantă. Curba 2 arată cuplul maxim care se poate obține atunci când motorul este accelerat, respectiv decelerat de la viteza de lucru nominală. Aceste curbe caracteristice sunt utilizate pentru a permite o alegere corectă a motorului în funcție de fiecare aplicație în parte.

Cuplurile limită

În regim permanent de funcționare se definește un cuplu critic cvasistaționar, ca fiind valoarea maximă la care se poate mări cuplul rezistent, la o frecvență de comandă dată, fără a cauza ieșirea din sincronism a motorului

(pierderea pașilor). Acest cuplu este invers proporțional cu frecvența de lucru. La pornire se definește cuplul critic de pornire, care reprezintă valoarea maximă a cuplului rezistent la care motorul poate porni cu frecvența dată fără pierdere de pași. Similar se definesc cuplurile critice de oprire și reversare, precum și caracteristicile limită corespunzătoare acestor cupluri (cuplu – frecvență de comandă).

Aceste mărimi critice depind în primul rând de panta curentului ce se stabilește în înfășurările de comandă, precum și de inerția sistemului de acționare.

Frecvența limită

Caracteristica de sarcină limită precum și caracteristicile dinamice limită (de pornire, oprire și reversare) s-au stabilit luând ca reper o frecvență de comandă dată. Astfel au fost definite cuplurile limită. Dacă se ia ca referință un cuplu rezistent dat, se pot defini în mod similar frecvențele limită (critice) la funcționarea în regim static și dinamic (pornire, oprire și reversare).

7.6.4. SISTEMUL DE COMANDĂ A MOTORULUI PAS CU PAS

Beneficiul maxim al unui motor pas cu pas se poate obține numai dacă este corect comandat, aceasta necesitând o sursă de curent continuu, un comutator electronic și un generator de impulsuri controlate (informația numerică).

Alegerea optimă a unui motor pas cu pas pentru o anumită aplicație, necesită o înțelegere aprofundată a caracteristicilor motorului și a circuitelor lui de comandă.

În figura 7.31 sunt prezentate schematic cele 4 părți componente ale unui sistem motor pas cu pas.

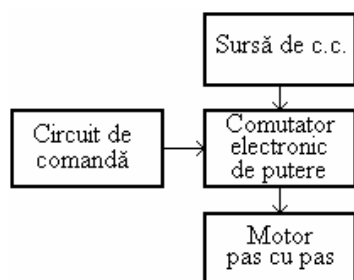


Fig. 7.31 Schema bloc a unui sistem motor pas cu pas

Tabelul 7.1 Unghiuri de pas tipice

Unghiul de pas	Numărul de pași pentru efectuarea unei rotații complete
0,90°	400
1,80°	200
3,60°	100
3,75°	96
7,50°	48
15,0°	24

În tabelul 7.1 sunt prezentate unghiurile de pas standard ale motoarelor. Abaterea unghiului de pas este specificată pentru fiecare motor în parte. De exemplu, un motor care are un unghi de pas de 7,5° va avea o abatere de poziție de până la 20' (≈5%), chiar dacă motorul se rotește cu un pas sau cu 1000 pași. Eroarea unghiului de pas nu este cumulativă și tinde la zero la fiecare 4 pași, adică 360°. După fiecare 4 pași rotorul se întoarce în aceeași poziție de plecare, respectând polaritatea magnetică și direcțiile fluxului magnetic.

Din acest motiv, când este necesară o poziționare precisă, este bine să se dividă deplasarea cerută în multiplii de 4 pași. Acest mod de funcționare este cunoscut ca funcționarea în 4 pași.

Un motor pas cu pas, care funcționează fără sarcină în afara domeniului frecvenței sale de lucru, va prezenta puncte de rezonanță, care sunt fie audibile, fie pot fi detectate cu senzori de vibrație. Dacă sunt nedorite, atunci aceste frecvențe pot fi evitate prin utilizarea unei comenzi mai lente sau prin adăugarea unor amortizori externi pentru a crește inerția motorului.

Când un motor este alimentat cu o tensiune de valoare constantă, cuplul de ieșire scade cu creșterea vitezei de rotație. Aceasta se întâmplă datorită creșterii câmpului electromagnetic invers și intensității curentului electric prin înfășurare, limitând astfel puterea furnizată motorului. Acest efect este determinat de constanta de timp a motorului (L/R).

Din cauza rezistenței mari a înfășurărilor, motoarele unipolare au un raport L/R mai bun decât echivalentele lor bipolare. Efectul poate fi compensat fie prin creșterea puterii sursei de tensiune pentru a menține curentul constant la creșterea vitezei de rotație, fie prin creșterea tensiunii de alimentare cu o anumită valoare și adăugarea unor rezistori înseriați în circuit.

Prin adăugarea unor rezistori înseriați pe circuitul de comandă, pot fi îmbunătățite performanțele motorului la viteze mari de rotație, prin reducerea raportului L/R . Adăugând 3 rezistori de valoare R , conectați în serie, rezistența înfășurării va avea o constantă de timp modificată de valoare $L/4R$. Sursa de alimentare trebuie să permită creșterea de patru ori a tensiunii nominale de alimentare a motorului pentru a se menține intensitatea curentului electric prin înfășurare la valoarea nominală.

Adăugarea unei rezistențe externe reduce mult eficiența comenzii. Dacă consumul mare de putere este nedorit, pot fi utilizate unele metode cum ar fi: circuit de comandă cu 2 niveluri de tensiune și circuit de comandă tip “chopper”.

Circuit de comandă cu 2 niveluri de tensiune

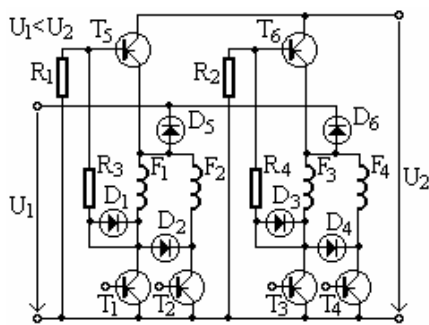


Fig. 7.31 Circuit de comandă cu 2 niveluri de tensiune

Este cel mai eficient mod de comandă pentru viteze de rotație constante. Cu această comandă motorul funcționează cu o tensiune de alimentare sub tensiunea nominală la o viteză de rotație nulă (în repaus) și peste tensiunea nominală în stare de rotație.

Tensiunea înaltă poate fi declanșată cu ajutorul unor rezistori de sesizare a curentului sau, ca în figura 7.32, prin producerea inductivă a unor vârfuri de curent. La o viteză nulă de rotație înfășurările sunt alimentate cu joasă tensiune.

Când înfășurările sunt comutate în secvența de 4 pași, diodele D_1 , D_2 , D_3 și D_4 deschid tranzistorii de înaltă tensiune T_1 și T_2 .

Circuit de comandă de tip “chopper”

O comandă “chopper” permite menținerea curentului la o valoare medie prin deschiderea sursei de alimentare până când curentul ajunge la o anumită valoare, mai mare decât valoarea medie și apoi, prin blocarea sursei de alimentare până când curentul scade la o anumită valoare, sub valoarea medie.

Această comandă este foarte potrivită pentru aplicațiile cu accelerații mari și frecvență variabilă, fiind mult mai eficientă ca o sursă analogică de curent constant. În figura 7.33 este prezentat un circuit “chopper”, în care tensiunea V^+ trebuie să fie de 5...10 ori mai mare decât tensiunea nominală de alimentare a motorului.

Când înfășurările sunt nealimentate sunt introduse vârfuri de înaltă tensiune, care dacă nu sunt eliminate, pot deteriora circuitul de comandă. Eliminarea acestora se realizează, de obicei, cu ajutorul unor diode conectate în derivație pe fiecare înfășurare. În cazul acesta există dezavantajul reducerii cuplului de ieșire.

Pentru eliminarea acestui dezavantaj este necesar ca tensiunea pe tranzistori să crească la aproximativ de 2 ori tensiunea de alimentare. Cu cât această tensiune crește mai repede, cu atât scad mai repede câmpurile induse și curenții și în consecință, performanțele motorului sunt mai bune. Din acest motiv, pot fi adăugate o diodă Zener sau rezistori serie, ca în figura 7.34.

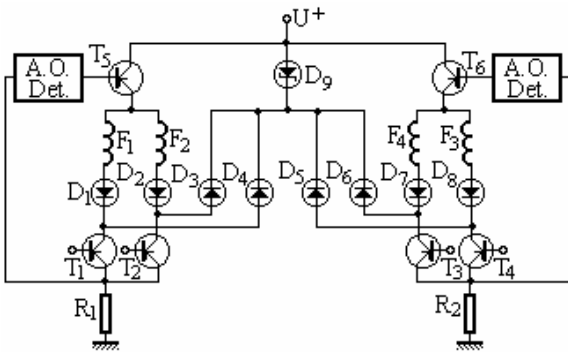


Fig. 7.33 Circuit de comandă de tip “chopper”

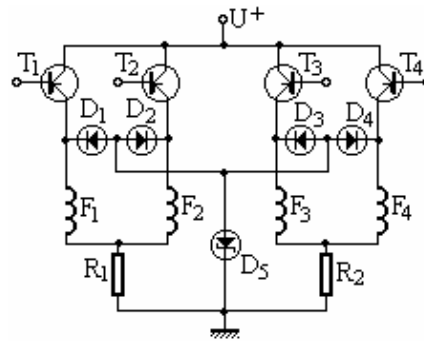


Fig. 7.34 Circuit de protecție la supratensiune

În repaus sau la viteze mici de rotație, creșterea tensiunii de alimentare determină proporțional un cuplu mai mare, până când motorul se saturează magnetic. În apropierea punctului de saturație motorul devine mai puțin eficient, crescând nejustificat puterea consumată.

Viteza maximă a unui motor pas cu pas este limitată prin pierderi inductive și datorită curenților turbionari. Astfel, la o anumită viteză de rotație, efectul de încălzire datorat acestor pierderi limitează posibilitatea creșterii vitezei sau a cuplului, chiar dacă aceasta este cerută prin comanda motorului.

Metoda normală de comandă a motorului pas cu pas este secvența de 4 pași menționată anterior. Totuși, mai pot fi utilizate și alte metode, în funcție de configurația înfășurărilor și de schema logică în care înfășurările sunt comutate.

Alimentarea numai a unei singure înfășurări la un anumit timp este denumită excitația de undă și produce același increment de poziție ca și secvența în 4 pași. În figura 7.35 este prezentată secvența de comandă pentru un motor bipolar cu 4 faze, care a fost discutat anterior și prezentat în figura 7.26.

Când este alimentată numai o singură înfășurare, cuplul de reținere și cuplul de lucru sunt reduse cu **30%**. Acest lucru, între anumite limite, poate fi compensat prin creșterea tensiunii de alimentare. Avantajul acestei metode de comandă este eficiența mai mare, dar cu prețul reducerii preciziei motorului.

Este posibil să se comande motorul cu o secvență jumătate de pas, ceea ce determină deplasări cu jumătăți de pași, de exemplu cu un unghi de pas de **3,75°** în loc de un pas de **7,5°**. Un posibil dezavantaj, pentru unele aplicații, constă în faptul că în acest caz cuplul de reținere este alternativ puternic și respectiv slab, la pași succesivi ai motorului. Aceasta se întâmplă deoarece în cazul comenzii cu pași întregi numai o fază a înfășurării este alimentată, în timp ce, în cazul comenzii cu jumătate de pas sunt alimentate **2** înfășurări statorice. De asemenea, în cazul celei de-a doua metode, sensurile curentului și fluxului magnetic sunt diferite la pași alternativi, ceea ce determină o precizie de deplasare mai redusă față de prima metodă. Secvența de comandă pentru a comanda un motor bipolar în **4** faze cu jumătate de pas, este prezentată în figura 7.36.

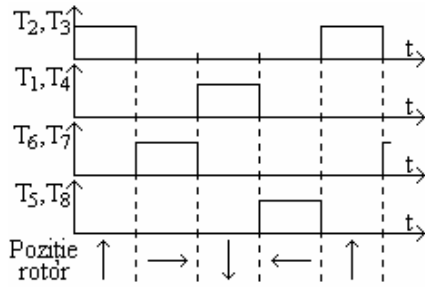


Fig. 7.35 Excitația de undă

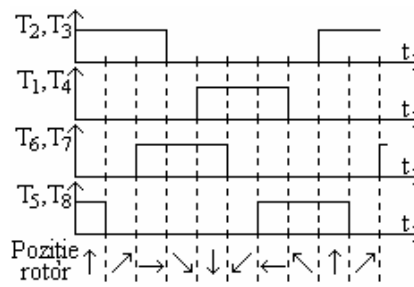


Fig. 7.36 Metoda de comandă jumătate de pas

După executarea fiecărui pas rotorul tinde să depășească poziția finală și să oscileze în jurul acesteia, lucru care este normal pentru fiecare sistem dinamic. Răspunsul motorului depinde de valoarea sarcinii și de puterea de intrare furnizată de circuitul de comandă. Răspunsul motorului poate fi îmbunătățit prin creșterea sarcinii de frecare sau prin adăugarea unei amortizări mecanice. Este însă mai indicat, să se utilizeze amortizarea electronică, deoarece amortizorii mecanici, cum ar fi discurile de fricțiune sau volantele fluide, măresc costurile și complexitatea sistemului.

7.7. CONVERTIZORUL ASINCRON DE FRECVENȚĂ

Convertizorul asincron de frecvență reprezintă un sistem electric compus dintr-un motor de acționare **M** și un generator de frecvență (convertizor) – un motor asincron trifazat cu rotorul bobinat **G_r** (fig. 7.37). Pentru obținerea unei

frecvențe fixe se utilizează ca motor de antrenare un motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit sau bobinat.

Motorul de acționare și generatorul de frecvență pot fi cuplate direct sau prin transmisie. Statorul generatorului de frecvență este alimentat cu o tensiune de frecvență $f_1 = 50\text{Hz}$. La inelele colectoare ale rotorului se obține tensiunea de frecvență mărită f_2 .

Din studiul mașinii asincrone se știe că frecvența tensiunii electromotoare indusă în faza rotorului este legată de frecvența tensiunii de alimentare a statorului, prin relația:

$$f_2 = s f_1 \quad (7.44)$$

Pentru ca frecvența f_2 să fie mai mare decât frecvența f_1 , trebuie ca alunecarea s să fie mai mare decât 1.

În acest scop, rotorul generatorului de frecvență este rotit în sens invers câmpului magnetic învârtitor al statorului, cu ajutorul motorului de antrenare. Viteza relativă de rotație a câmpului magnetic învârtitor este egală cu $n_1 + n$, iar alunecarea generatorului de frecvență devine mai mare ca unitatea, adică:

$$s = \frac{n_1 + n}{n_1} \quad (7.45)$$

Astfel, tensiunea electromotoare indusă în rotor va avea frecvența:

$$f_2 = \frac{n_1 + n}{n_1} f_1 \quad (7.46)$$

iar expresia ei pe fază va fi:

$$U_{e2s} = s U_{e2} = \frac{f_2}{f_1} U_{e2} \quad (7.47)$$

La mersul în gol al convertizorului, tensiunea electromotoare $U_{e2s} = U_{20}$, rezultând:

$$U_{20} = \frac{f_2}{f_1} U_{e2} \quad (7.48)$$

adică tensiunea la inelele convertizorului variază direct proporțional cu frecvența f_2 , sau cu alunecarea s .

Viteza de rotație a motorului de antrenare este dată de relația:

$$n = n_1 (s - 1) \quad (7.49)$$

Frecvența convertizorului f_2 poate fi măsurată cu un frecvențmetru sau calculată cu relația:

$$f_2 = f_1 + p \frac{n}{60} \quad (7.50)$$

unde: p reprezintă numărul de perechi de poli ai convertizorului, iar n – turația comună a agregatului convertizor.

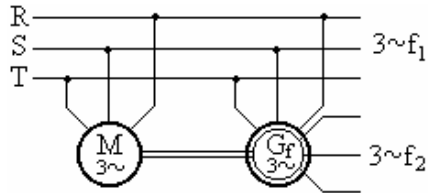


Fig. 7.37 Schema electrică a convertizorului asincron de frecvență

Dacă se ține cont de alunecarea s_M a motorului de acționare, frecvența convertizorului va avea o valoare mai redusă:

$$f_2' = f_2 (1 - s_M) \quad (7.51)$$

Statorul generatorului de frecvență primește energia electrică de la rețeaua cu frecvența f_1 (primară), iar rotorul său primește energia mecanică de la motorul de acționare. Dacă se neglijează pierderile în generator, atunci puterea activă P_2 debitată de convertizor în rețeaua cu frecvența f_2 (secundară) depinde de puterea P_1 absorbită de stator din rețeaua primară și de puterea mecanică P_M obținută la axul motorului de antrenare:

$$P_2 = P_1 + P_M \quad (7.52)$$

Legătura dintre puterile P_1 și P_2 este următoarea:

$$P_1 = P_2 \frac{f_1}{f_2} \quad (7.53)$$

Puterea mecanică primită de convertizor de la motorul de antrenare va avea expresia:

$$P_M = P_2 - P_1 = P_2 \frac{f_2 - f_1}{f_2} \quad (7.54)$$

Cu cât frecvența f_2 are o valoare mai mare, cu atât o parte mai mare a puterii de la inelele convertizorului este formată din puterea mecanică, iar o parte mai mică este formată din puterea absorbită de la rețea. Ținând cont de relațiile de mai sus rezultă relațiile caracteristice ale convertizoarelor asincrone:

$$\frac{P_M}{P_1} = \frac{f_2 - f_1}{f_1}, \quad \frac{P_1}{P_2} = \frac{f_1}{f_2}, \quad \frac{P_M}{P_2} = \frac{f_2 - f_1}{f_2} \quad (7.55)$$

La determinarea randamentului convertizorului este necesar să se țină cont că acesta lucrează parțial în regim de transformator, transmițând puterea din stator în rotor și parțial în regim de generator, primind energie mecanică de la motorul de acționare.

Dacă se notează cu η_T randamentul transmisiei transformatoare, puterea primită de convertizor direct de la rețeaua primară va fi:

$$P_1' = \frac{P_1}{\eta_T} = \frac{P_2}{\eta_T} \frac{f_1}{f_2} \quad (7.56)$$

Dacă se notează cu η_G randamentul transmisiei generatoare, puterea transmisă rotorului convertizorului va fi:

$$P_M' = \frac{P_M}{\eta_G} = \frac{P_2}{\eta_G} \frac{f_2 - f_1}{f_2} \quad (7.57)$$

Rezultă randamentul convertizorului:

$$\eta_{\text{conv}} = \frac{P_2}{P_1' + P_M'} = \left(\frac{f_1}{f_2 \eta_T} + \frac{f_2 - f_1}{f_2 \eta_G} \right)^{-1} \quad (7.58)$$

Relația (7.58) dă o valoare aproximativă a randamentului, deoarece în ea nu sunt luate în considerare pierderile în fierul rotorului, care cresc cu creșterea

frecvenței. Se observă că randamentul convertizorului are valoarea maximă la frecvențe apropiate de **50Hz**, deoarece cea mai mare parte a energiei se transmite la funcționarea ca transformator. La creșterea frecvenței secundare randamentul se micșorează deoarece partea care revine puterii P_1 se micșorează, iar partea care revine puterii P_M crește.

Dacă se notează cu η_M randamentul motorului de antrenare, randamentul agregatului convertizor va avea expresia:

$$\eta = \eta_M \eta_{\text{conv}} \quad (7.59)$$

Caracteristica externă a convertizorului asincron de frecvență reprezintă dependența tensiunii în funcție de curentul de sarcină $U = f(I)$, pentru $n = \text{const.}$