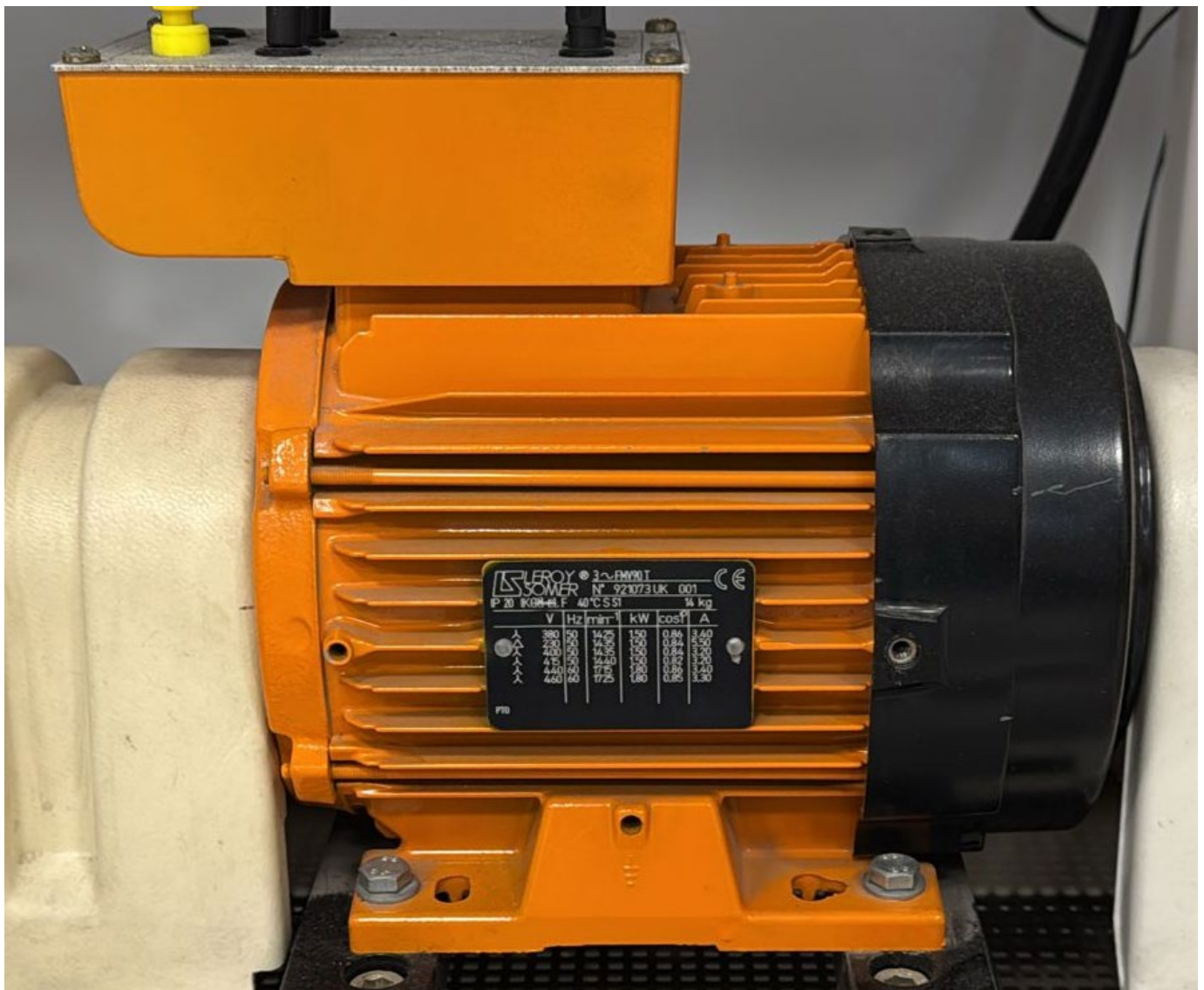


Dan-Cristian POPA

MAȘINA DE INDUCȚIE

Noțiuni de bază și elemente de proiectare



U.T.PRESS
Cluj-Napoca, 2025
ISBN 978-606-737-784-2

Dan-Cristian POPA

MAȘINA DE INDUCȚIE

Noțiuni de bază și elemente de proiectare



U.T.PRESS

Cluj - Napoca, 2025

ISBN 978-606-737-784-2



Editura U.T.PRESS
Str. Observatorului nr. 34
400775 Cluj-Napoca
Tel.: 0264-401.999
e-mail: utpress@biblio.utcluj.ro
www.utcluj.ro/editura

Recenzia: Prof.dr.ing. Loránd Szabó
Prof.dr.ing. Daniel Fodorean

Pregătire format electronic on-line: Gabriela Groza

Copyright © 2025 Editura U.T.PRESS
Reproducerea integrală sau parțială a textului sau ilustrațiilor din această carte este posibilă numai cu acordul prealabil scris al editurii U.T.PRESS.

ISBN 978-606-737-784-2

În memoria tatălui meu, ing. Victor POPA

PREFAȚĂ

Motoarele electrice reprezintă cei mai mari consumatori de energie electrică la nivel industrial. Dintre tipurile de motoare electrice existente, motorul de inducție, numit și calul de lucru al industriei datorită robusteții, costului scăzut și bunei performanțe atunci când este alimentat de la rețeaua electrică de tensiune alternativă, este cel mai folosit pe scară largă. Astfel de mașini se construiesc într-o gamă largă de putere, cu valori începând de la câțiva wați, ajungând până la sute de megawați. În principiu, indiferent de putere, la mașinile de inducție clasice se disting aceleași elemente constructive: două înfășurări (statorică și rotorică), amplasate pe miezuri magnetice, elemente mecanice de consolidare și ventilație.

Cartea de față prezintă atât noțiunile de bază privind construcția și funcționarea mașinii de inducție trifazate în regim de motor, cât și elementele de proiectare a unei mașini de inducție. Se impune precizarea că etapele de proiectare prezentate aici vizează doar calculul electromagnetic, fără a fi abordată partea termică și mecanică. Astfel, se adresează în primul rând studenților, dar poate fi utilă și celor care vor să dobândească cunoștințe de bază în domeniul mașinilor electrice, anume cel al mașinii de inducție.

În prima parte a cărții se prezintă structura mașinii și elementele constructive, urmate de expunerea principiului de funcționare și a bilanțului energetic al motorului de inducție. Se arată, de asemenea, legătura care există între puterea nominală mașinii și principalele dimensiuni geometrice ale acesteia.

În următoarele trei capitole se prezintă, pe larg, modul în care se dimensionează statorul și rotorul mașinii de inducție. Pentru o mai ușoară înțelegere a modului în care se abordează proiectarea unei astfel de structuri, s-au ales câteva cazuri particulare. Astfel, se consideră că motorul de inducție este alimentat de la rețeaua trifazată cu frecvența de 50 Hz, înfășurarea statorică este realizată în două straturi, cu conductor rotund de cupru, dinții statorului și rotorului sunt cu pereți paraleli, iar rotorul mașinii este în scurtcircuit, cu bare din aluminiu.

În următoarele capitole se face calculul parametrilor mașinii dimensionate. Se urmărește evidențierea legăturii dintre dimensiunile geometrice obținute și parametrii electrici ai mașinii de inducție.

În ultimul capitol se face calculul curentului și al cuplului nominal folosind parametrii electrici obținuți. Mărimile rezultate se compară cu valorile inițiale pentru a verifica dacă mersul de proiectare a fost corect implementat și alegerile făcute au fost corecte.

Pentru implementarea pașilor de proiectare care vor fi prezentați se pot folosi softuri ca Mathcad și MATLAB®, care permit realizarea unui calcul iterativ care se poate dovedi foarte util în astfel de proiecte pentru ajungerea la structura optimă din punctul de vedere al performanțelor obținute.

Observațiile și sugestiile cititorilor sunt binevenite, ele putând contribui la îmbunătățirea lucrării.

Autorul

CUPRINS

1. NOȚIUNI DE BAZĂ.....	7
1.1. Construcția și principiul de funcționare a mașinii de inducție.....	7
1.2. Pierderile de funcționare și diagrama energetică a motorului de inducție.....	9
1.3. Dimensiunile geometrice principale ale unei mașini de inducție	11
1.3.1. Solicitări electromagnetice principale în mașina de inducție	13
1.3.2. Legătura între puterea interioară și dimensiunile geometrice principale ale mașinii de inducție	14
2. ELEMENTE DE PROIECTARE A MAȘINII DE INDUCȚIE.....	18
2.1. Determinarea principalelor mărimi de calcul ale mașinii de inducție	18
2.1.1. Numărul de perechi de poli p	18
2.1.2. Puterea aparentă nominală absorbită S_N și curentul nominal pe fază I_N	19
2.1.3. Tensiunea electromotoare de fază E_I și puterea aparentă interioară S_i	22
2.1. Calculul dimensiunilor principale ale mașinii de inducție.....	23
2.1.1. Diametrul interior al statorului.....	23
2.1.2. Diametrul exterior al statorului.....	25
2.1.3. Lungimea geometrică a mașinii.....	25
2.2. Lungimea întrefierului	27
3. ÎNFĂȘURĂRILE ȘI CRESTĂTURILE STATORULUI	28
3.1. Numărul de creștături ale statorului.....	30
3.2. Elementele înfășurării statorului.....	32
3.3. Tipul înfășurării și dimensiunile creștăturii statorului	34
3.4. Dimensionarea analitică a creștăturii statorice trapezoidale.....	37
4. ÎNFĂȘURĂRILE ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI	40
4.1. Dimensionarea creștăturii rotorului	42
4.2. Dimensionarea analitică a creștăturii rotorice trapezoidale	44

5. CALCULUL CURENTULUI DE MAGNETIZARE.....	48
6. CALCULUL PARAMETRILOR ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINII DE INDUCȚIE	52
7. CALCULUL PIERDERILOR ȘI RANDAMENTULUI MAȘINII DE INDUCȚIE	61
7.1. Pierderile principale în fier	61
7.1.1. Pierderile principale în jugul statoric (j_s) și jugul rotoric (j_r)	61
7.1.2. Pierderile principale în dinții statorici și rotorici	62
7.1.3. Pierderi principale în fier	63
7.2. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în gol.....	63
7.2.1. Pierderile de suprafață.....	63
7.2.2. Pierderile de pulsație în dinți	64
7.3. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în sarcină	65
7.4. Pierderile totale în fier	65
7.5. Pierderile electrice principale la funcționarea în sarcină	65
7.6. Pierderile mecanice prin frecare și ventilație.....	66
7.7. Pierderile totale și randamentul	66
8. CALCULUL CARACTERISTICILOR MAȘINII DE INDUCȚIE CU	
PARAMETRI CONSTANȚI	68
BIBLIOGRAFIE.....	73
ANEXA 1.....	74

1. NOȚIUNI DE BAZĂ

Dintre cele patru tipuri de mașini electrice convenționale – transformatorul, mașina de curent continuu, mașina sincronă și mașina asincronă, ultima dintre ele, numită și mașină de inducție, este cea mai utilizată în regim de motor. Acest lucru se datorează simplității sale constructive, robusteții și prețului relativ redus pe care îl necesită mentenanța sa. Deoarece mașinile electrice rotative sunt considerate cele convenționale, referirile care se vor face în acest material sunt legate doar de aceste variante constructive.

Denumirea de mașină asincronă se datorează faptului că turația rotorului acestei mașini de curent alternativ este variabilă, depinzând de sarcina mecanică pe care o antrenează. În cele ce urmează se vor da câteva detalii legate de construcția variantei rotative a mașinii, cea mai întâlnită, și principiul ei de funcționare. Se va folosi în continuare pentru această structură denumirea mașină de inducție, iar referirile care se vor face vor viza construcția sa clasică, cu stator exterior și rotor interior.

1.1. Construcția și principiul de funcționare a mașinii de inducție

Părțile componente ale mașinii de inducție sunt statorul și rotorul. Ambele armături sunt prevăzute cu înfășurări polifazate cu același număr p de perechi de poli. Pentru a întări câmpul magnetic produs de înfășurări (realizate din cupru sau aluminiu, denumite și bobinaje), acestea sunt plasate în creștăturile unui miez magnetic.

Având în vedere că fluxul creat de curenții care parcurg înfășurările statorului este variabil, miezul magnetic statoric este realizat din tole de oțel electrotehnic cu grosimea de 0,5 mm, izolate între ele. Cele șase capete ale înfășurării statorice sunt scoase la cutia de borne a mașinii, unde sunt conectate în stea (Y) sau în triunghi (Δ).

Rotorul mașinii de inducție poate fi de două tipuri: bobinat (cu inele), respectiv în scurtcircuit (în colivie de veveriță – squirrel-cage). Miezul feromagnetic are o construcție similară cu cea a statorului pentru că tolele rotorului se ștanțează din interiorul tolelor statorice. În Figura 1.1 sunt prezentate statorul și rotorul în scurtcircuit ale unei mașini de inducție trifazate.



Figura 1.1. Stator și rotor în scurtcircuit al mașinii de inducție.

La rotoarele bobinate, în creștăturile prevăzute pe suprafața exterioară a miezului sunt plasate bobine care formează o înfășurare cu același număr de poli și faze (de regulă) ca și cel al înfășurării statorice. Pe de altă parte, înfășurarea rotorului în scurtcircuit este realizată din bare de aluminiu (de obicei) sau de cupru plasate neizolat în creștăturile rotorului, conectate între ele, la cele două capete, prin inele care le scurtcircuitează.

La mașina de inducție trifazată convențională, funcționând în regim de motor, alimentăm DOAR înfășurarea statorică cu tensiuni simetrice de frecvență f_1 , în Hz. În circuitul conectat în stea sau în triunghi se stabilesc curenți defazați în timp care creează un câmp magnetic învârtitor. Turația acestuia n_1 este dată de relația:

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} \quad (1.1)$$

Considerăm cazul mașinii cu rotor bobinat cu înfășurarea rotorică deschisă. În acest caz, în înfășurare se va induce o tensiune de aceeași frecvență f_1 și, prin urmare, mașina de inducție se va comporta ca un transformator lăsat în gol. Similar transformatorului, toate mărimile legate de stator vor avea indicele 1, respectiv cele legate de rotor indicele 2.

În condițiile în care închidem circuitul (ceea ce, la rotorul în scurtcircuit, se realizează implicit, prin construcție), în rotorul bobinat se vor stabili curenți trifazați (polifazați la varianta în scurtcircuit, numărul de faze din rotor fiind egal cu numărul de bare). Aceștia produc, ca și

în stator, un câmp magnetic învârtitor. Interacțiunea dintre cele două câmpuri dă naștere unui cuplu, numit electromagnetic (după modul în care este produs) care pune în mișcare rotorul.

În regimul de motor analizat până acum, turația rotorului n este întotdeauna mai mică decât cea a câmpului învârtitor statoric (în regim de motor cele două turații nu pot fi niciodată egale pentru că, în acest caz, rotorul ar fi fix față de câmpul învârtitor și nu s-ar mai induce tensiuni, și implicit, neexistând curenți, nu mai există nici cuplu electromagnetic). Diferența dintre cele două turații este exprimată printr-o mărime adimensională, numită alunecare.

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (1.2)$$

De multe ori aceasta se exprimă în procente:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} \cdot 100[\%] \quad (1.3)$$

La motoarele de inducție, alunecarea are valori între 0 și 1 (uzual între 0,01 și 0,06, valorile mai mari ale sale fiind întâlnite la motoarele de putere mică). La generatorul de inducție, unde turația rotorului este mai mare decât a câmpului învârtitor statoric, valorile alunecării sunt negative; în regim de frână, alunecarea are valori supraunitare.

1.2. Pierderile de funcționare și diagrama energetică a motorului de inducție

Se vor prezenta în continuare, succint, etapele de calcul al randamentului motorului de inducție, cu mențiunea că acestea sunt valabile la calculul randamentului oricărui motor electric.

Prin alimentarea cu tensiuni trifazate de valoare U_N (tensiune de linie a rețelei), pe fiecare din cele m_1 faze ale înfășurării statorului cade tensiunea U_1 (care depinde, evident, de tipul conexiunii) și în înfășurarea statorică se stabilesc curenți de valoare I_1 (curentul nominal se stabilește în circuit doar dacă sarcina mecanică are valoarea nominală). Astfel cunoaștem valoarea puterii aparente absorbite:

$$S_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 \quad (1.4)$$

Având în vedere principiul de funcționare a oricărei mașini electrice care presupune că, în regim de motor, energia electrică să fie transformată în energie mecanică, este evident că în cazul mașinilor electrice în general, și al celei de inducție în cazul acesta, ne interesează energia electrică activă deoarece este singura formă de energie electrică care se poate transforma în altă formă de energie.

$$P_1 = m_1 \cdot U_1 \cdot I_1 \cdot \cos\varphi \quad (1.5)$$

Din această putere o parte se consumă în pierderi Joule-Lenz în înfășurarea statorică P_{J1} , notate și cu p_{Cu1} (pentru că de obicei înfășurările statorice sunt realizate din cupru), pe rezistența R_1 a unei faze, și în miezul feromagnetic statoric p_{Fe1} (prin histerezis p_{h1} și curenți turbionari p_{t1}). Acestea se exprimă prin relațiile:

$$P_{J1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_1^2 \quad (1.6)$$

$$p_{Fe1} = p_{h1} + p_{t1} \quad (1.7)$$

Puterea rămasă este puterea electromagnetică P a mașinii de inducție care este transmisă rotorului prin intermediul fluxului magnetic util:

$$P_e = P_1 - (P_{J1} + p_{Fe1}) = M \cdot \Omega_1 \quad (1.8)$$

unde M este cuplul mașinii, iar Ω_1 este viteza unghiulară a câmpului învârtitor statoric, în rad/s, egală cu $2 \cdot \pi \cdot n_1 / 60$.

Din puterea electromagnetică primită de rotor se scade puterea corespunzătoare pierderilor Joule-Lenz din înfășurarea rotorului P_{J2} , notate de obicei cu p_{Al2} (alumiul fiind folosit mai des decât cuprul pentru construcția barelor rotorice), pe rezistența R_2 a uneia din cele m_2 faze ale rotorului, și pierderile în miezul feromagnetic rotorice p_{Fe2} , prin histerezis și curenți turbionari.

$$P_{J2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 \quad (1.9)$$

Având în vedere că frecvența curenților din rotor este foarte mică pentru că $f_2 = s \cdot f_1$ și că pierderile prin histerezis sunt proporționale cu frecvența, iar cele prin curenți turbionari cu pătratul frecvenței, putem afirma că pierderile în fierul rotorice sunt neglijabile. De aceea, în loc de p_{Fe1} se va scrie doar P_{Fe} .

Puterea rămasă este puterea mecanică P_M a rotorului:

$$P_M = P_e - P_{J2} = M \cdot \Omega \quad (1.10)$$

unde Ω este viteza unghiulară a rotorului, în rad/s, egală cu $2 \cdot \pi \cdot n_N / 60$.

Prin luarea în considerare a pierderilor mecanice, prin frecare cu aerul și ventilație, P_{fw} , și a celor suplimentare P_s care se scad din puterea mecanică a rotorului, se obține puterea P_2 disponibilă la arbore:

$$P_2 = P_M - (P_{f,w} + P_s) \quad (1.11)$$

Cele expuse mai sus sunt rezumate sugestiv în relația 1.12 și în Figura 1.2:

$$P_2 = P_1 - (P_{Cu1} + P_{Fe1} + P_{Al2} + P_{f,w} + P_s) = P_1 - \sum p \quad (1.12)$$

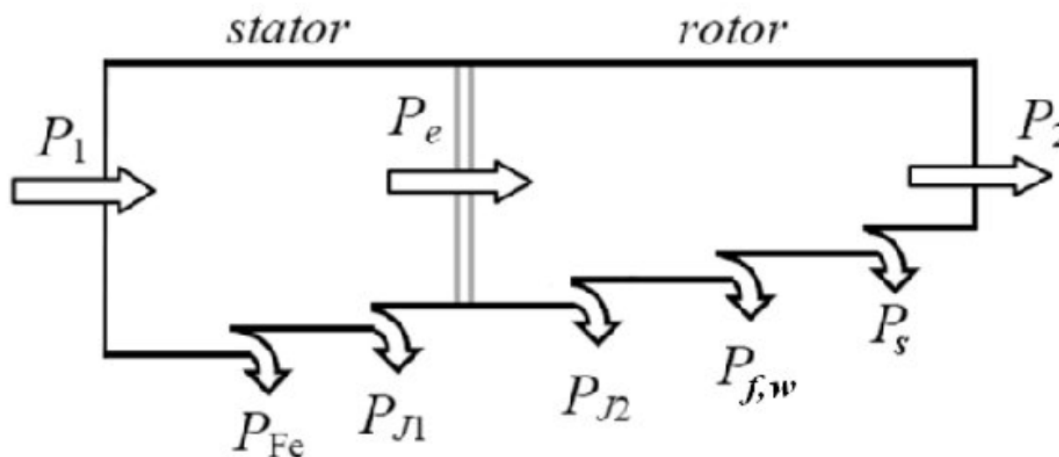


Figura 1.2. Bilanțul puterilor la mașina de inducție.

Formula randamentului motorului de inducție în funcție de puterea electrică absorbită, este:

$$\eta = \frac{P_1 - \sum p}{P_1} \quad (1.13)$$

sau, în funcție de puterea mecanică produsă, avem:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \sum p} \quad (1.14)$$

În cele ce urmează se vor prezenta ideile de bază privind proiectarea unei mașini de inducție. În cadrul procedurii de proiectare a unei mașini electrice se urmărește, în primul rând, obținerea dimensiunilor geometrice ale acesteia.

1.3. Dimensiunile geometrice principale ale unei mașini de inducție

Principalele dimensiuni geometrice ale unei mașini rotative sunt explicate mai jos și prezentate în Figura 1.3:

- D – diametrul interior statoric
- D_e – diametrul exterior statoric
- δ – lungimea (sau lățimea, în alte cărți) întrefierului

- $Z_{1,2}$ – numărul de creștături (egal cu cel dinților) statorici, respectiv rotorici
- l_g – lungimea geometrică a mașinii

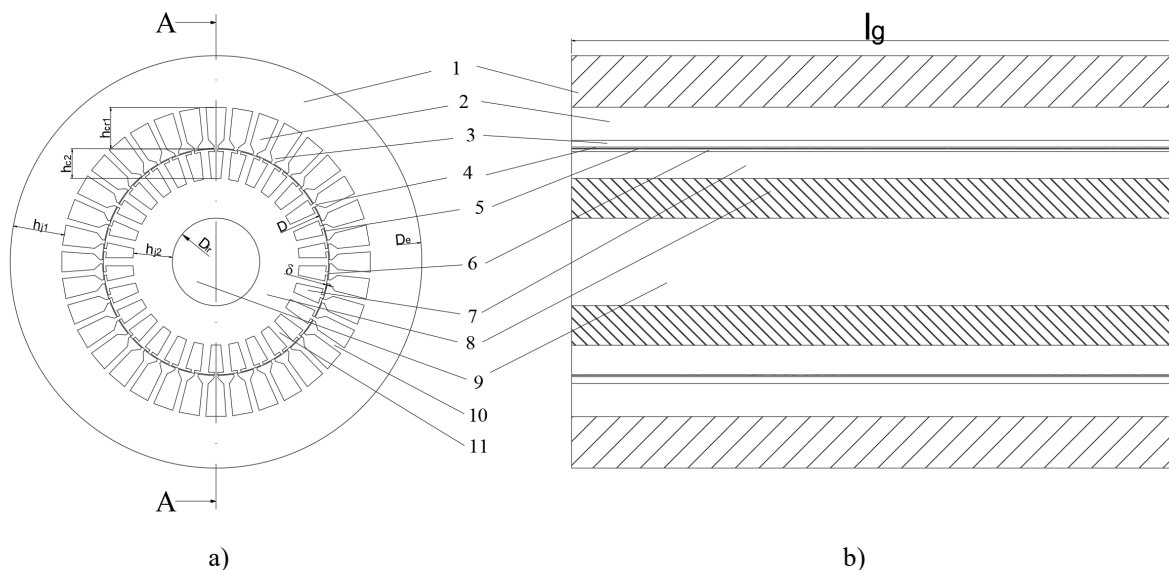


Figura 1.3. a) secțiune transversală prin tola unei mașini de inducție; b) secțiune longitudinală prin miezul magnetic al unei mașini de inducție. Legendă: 1 – jug statoric, 2 – spațiu bobinaj statoric, 3 – loc pană, 4 – istm statoric, 5 – întrefier δ , 6 – istm rotoric, 7 – loc bară rotorică, 8 – jug rotoric, 9 – locaș pentru ax (arbore), 10 – dinte statoric, 11 – dinte rotoric.

Ținând cont de forma constructivă (existența sau lipsa canalelor radiale de ventilație, forma diferită a creștăturilor etc.), câmpul magnetic prezintă neuniformități atât pe circumferința rotorului, cât și pe lungimea sa. Din acest motiv, cel puțin teoretic, se calculează dimensiunile ideale ale mașinii, corespunzătoare unei mașini în care fenomenele se petrec în mod analog celei reale, dar în care putem considera un câmp magnetic uniform.

Aceste dimensiuni ideale sunt:

1. Diametrul mașinii D reprezintă diametrul interior al miezului feromagnetic stator.

Cunoscând valoarea acestuia și a numărului de perechi de poli p se definește pasul polar al mașinii ca fiind lungimea, pe circumferința mașinii, dintre axele a doi poli consecutivi:

$$\tau = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p} \quad (1.15)$$

2. Lungimea ideală a mașinii l_i reprezintă lungimea axială a miezului feromagnetic al mașinii echivalente cu mașina reală (care are același flux magnetic polar util) pe deschiderea căreia inducția magnetică în întrefier este constant egală cu valoarea maximă, care este cea din axa polului și din dreptul pachetului de tole al mașinii reale.

Noțiunea de lungime ideală a mașinii are sens doar pentru mașinile cu canale radiale de ventilație în dreptul cărora inducția magnetică este mai mică decât în celelalte zone ale mașinii.

În continuare ne vom referi doar la mașini de inducție al căror miez nu este prevăzut cu canale radiale de ventilație.

Prin urmare, vom considera că lungimea ideală este aceeași cu cea geometrică l_g .

3. Lungimea ideală a arcului polar b_i reprezintă lungimea arcului polar al unei mașini echivalente cu cea reală (cu același flux magnetic polar) pe deschiderea căruia inducția magnetică în întrefier este constant egală cu valoarea maximă din axa polului.
4. Lungimea întrefierului echivalent δ' reprezintă lungimea întrefierului unei mașini de inducție care ar avea atât statorul, cât și rotorul netede (fără creștături) și, prin urmare, o valoare constantă maximă a inducției magnetice în întrefier.

1.3.1. Solicitări electromagnetice principale în mașina de inducție

Există două mari categorii de solicitări: electrice și magnetice.

- Solicitări electrice

Sunt definite două solicitări electrice principale: pătura de curent A și densitatea de curent J în conductoarele înfășurărilor.

- Pătura de curent A [A/m sau A/cm] reprezintă densitatea liniară de curent pe circumferința indusului:

$$A = \frac{\text{curentul total}}{\text{lungimea pe circumferință}} = \frac{N \cdot i}{\pi \cdot D} \quad (1.16)$$

unde N – numărul total de spire de pe periferia statorului, străbătute de același curent i .

Acest parametru are o importanță deosebită pentru că de valoarea păturii de curent depind dimensiunile mașinii și, implicit, performanțele sale. Valoarea ridicată a păturii de curent indică dimensiuni reduse ale mașinii și o încălzire excesivă a acesteia, precum și caracteristici ușor înrăutățite.

- Densitatea de curent J [A/mm^2] în bobinele mașinii arată gradul de solicitare a căilor de curent. Cu cât valoarea lui J este mai ridicată cu atât este mai mic volumul materialelor conductoare, însă crește și gradul lor de încălzire:

$$J = \frac{I}{S} \quad (1.17)$$

unde

I – curentul printr-un conductor,

S – secțiunea activă a conductorului.

Valoarea păturii de curent se alege, la începutul proiectării, din grafice întocmite pe baza experienței de fabricație. Valoarea densității de curent se alege, preliminar, dintr-un interval dat în funcție de modul de răcire a mașinii și de clasa de izolație impusă.

- Solicitări magnetice

Sunt definite ca solicitări magnetice principale valorile maxime ale inducțiilor magnetice în diferitele porțiuni ale circuitului magnetic (întrefier, respectiv în diferite părți ale miezurilor magnetice, statoric și rotoric).

Valoarea inducției magnetice B_δ în întrefierul mașinii de inducție depinde de pasul polar și de numărul de perechi de poli ai mașinii. Se poate afirma că B_δ reprezintă un indicator al gradului de solicitare magnetică în întrefierul mașinii de inducție.

Valorile ridicate ale inducțiilor magnetice în diferitele porțiuni ale miezurilor magnetice pot fi datorate fie unui flux magnetic mare, fie unui volum relativ redus al miezului feromagnetic (funcție de puterea mașinii de inducție). Acestea reflectă deci gradul de solicitare al miezului feromagnetic, exprimat prin coeficientul de saturație a acestuia.

Ca și în cazul păturii de curent, valoarea inducției în întrefier se alege, la începutul proiectării, din grafice întocmite pe baza experienței de fabricație, după cum se va indica ulterior.

1.3.2. Legătura între puterea interioară și dimensiunile geometrice principale ale mașinii de inducție

În orice mașină electrică cu elemente în mișcare are loc, în timpul funcționării, transformarea energiei electrice în energie mecanică (în regim de motor), respectiv din energie mecanică în electrică (în regim de generator). Transformatorul, care are doar părți fixe, transformă energia electrică de anumiți parametri (tensiune și curent), în energie electrică de alți parametri, frecvența curenților din cele două armături rămânând constantă. Anterior a fost explicat procesul de transformare a energiei electrice în energie mecanică la mașina de inducție.

Elementul de bază în orice mașină electrică convențională îl constituie bobina, care fiind parcursă de curent electric produce un câmp magnetic. Pentru întărirea fluxului magnetic, aceasta este plasată pe un miez de fier. Din acest motiv, materialele din care sunt realizate bobina și miezul magnetic se numesc active. Practic, miezul de fier poate lipsi, acest lucru fiind întâlnit doar la o categorie de mașini electrice speciale fără miez magnetic, “coreless”, care nu fac deloc subiectul acestui material).

În continuare ne propunem să obținem o legătură între mărimile electrice nominale ale mașinii și dimensiunile ei geometrice principale, diametrul și lungimea activă. Puterea aparentă nominală S_N este proporțională cu tensiunea nominală pe faza înfășurării U_l și curentul nominal I_l , după cum o arată și relația (1.4).

Puterea electromagnetică nominală a mașinii, numită și putere interioară aparentă, notată cu S_i , este proporțională cu tensiunea electromotoare (t.e.m.) nominală E_l și curentul nominal I_{lN} :

$$S_{iN} = m_1 \cdot E_l \cdot I_{lN} \quad (1.18)$$

T.e.m. pe fază (se consideră sinusoidală) se exprimă ca:

$$E_l = 4 \cdot k_B \cdot f_1 \cdot w_1 \cdot k_{wl} \cdot \Phi \quad (1.19)$$

unde

k_B – factorul de formă real al t.e.m., care depinde de factorii care influențează forma curbei t.e.m.,

w – numărul de spire pe fază,

k_{wl} – factorul de înfășurare,

Φ – fluxul magnetic util al unui pol.

Fluxul magnetic al unui pol se poate exprima ca

$$\Phi = A_i \cdot B_{\delta m} = b_i \cdot l_g \cdot B_\delta = \alpha_i \cdot \tau \cdot l_g \cdot B_\delta \quad (1.20)$$

unde

A_i – suprafața ideală a unui pol pe care inducția magnetică în întrefier este constantă și egală cu valoarea maximă,

α_i – factorul de acoperire ideală a pasului polar, egal cu b_i/τ , care se alege în funcție de gradul de saturație magnetică a dinților, după cum se va detalia în capitolul următor.

Pe de altă parte, din definiția păturii de curent

$$A = \frac{N \cdot I}{\pi \cdot D} = \frac{2 \cdot m_1 \cdot w \cdot I_{lN}}{\pi \cdot D} \quad (1.21)$$

putem exprima curentul ca fiind

$$I_{lN} = \frac{\pi \cdot D \cdot A}{2 \cdot m_1 \cdot w_1} \quad (1.22)$$

Ținem cont și de faptul că relația (1.1) poate fi rescrisă ca

$$f_1 = \frac{p \cdot n_1}{60}$$

astfel că, înlocuind expresiile de mai sus în formula (1.18), obținem

$$\begin{aligned} S_{iN} &= \frac{\pi \cdot k_w}{2\sqrt{2}} \cdot 2p \cdot \alpha_i \cdot \frac{\pi \cdot D}{2p} \cdot l_g \cdot B_\delta \cdot \pi \cdot D \cdot A \cdot n_1 \\ &= (k_B \cdot k_w \cdot \alpha_i) \cdot \pi^2 \cdot D^2 \cdot l_g \cdot n_1 \cdot A \cdot B_\delta \end{aligned} \quad (1.23)$$

Expresia obținută relevă un aspect foarte important: puterea aparentă interioară nominală S_{iN} a mașinii de inducție este proporțională cu volumul materialelor active ($D^2 \cdot l_g$) și cu produsul solicitărilor electrice și magnetice principale ($A \cdot B_\delta$).

Aceste solicitări sunt cunoscute pentru o mașină construită, deci sunt constante. Problema care apare este legată de faptul că S_{iN} depinde atât de lungimea mașinii, cât și de pătratul diametrului statoric al său.

Prin urmare, pentru a se putea obține o primă mărime geometrică principală, se va stabili o legătură între cele două dimensiuni. Astfel, pe baza experienței de proiectare se definește factorul de formă al mașinii, care este de fapt un raport între cele două dimensiuni

$$\lambda = \frac{l_g}{\tau} \quad (1.24)$$

O valoare mică a lui λ indică o mașină cu diametrul D mare și lungimea l_i mică. O astfel de construcție prezintă, **ca principale avantaje**:

- inerție mare
- răcire foarte bună.

Evident, există și **dezavantaje**:

- Bobinele au o lungime activă (în creștătură) mică și o lungime frontală mare, ceea ce înseamnă o utilizare nerațională a conductorului pentru înfășurări.
- Construcția este voluminoasă din cauza faptului că lagărele, scuturile și carcasa au dimensiuni mari, pentru o lungime mică, crescând inutil masa totală a mașinii.

Din acest motiv, astfel de construcții se folosesc atunci când destinația motorului impune un moment de inerție mare (de exemplu: antrenarea unui compresor cu piston) și atunci când aplicația în sine presupune folosirea unui astfel de motor (când se execută un număr mic de bucăți). Pe de altă parte, o valoare mare a lui λ arată că mașina are diametrul D mic și lungimea l_g mare. *Toate dezavantajele construcției anterior prezentate sunt avantaje în acest caz și invers.* Ținând cont de considerentele expuse anterior, se concluzionează că există o

tendință a proiectanților de a obține valori ale lui λ către limita superioară a intervalului, urmărindu-se, sub toate aspectele, îmbunătățirea ventilației și răcirii mașinii.

Toate aceste aspecte vor fi analizate pe larg în prezentarea mersului de dimensionare a parametrilor geometrici și electrice ai unei mașini de inducție care reprezintă subiectul următoarelor capitole ale acestui material.

Coefficientul de utilizare a mașinilor electrice

Se definește coeficientul de utilizare a mașinii de inducție ca fiind puterea aparentă interioară obținută pe unitatea de volum a materialelor active într-o rotație pe minut:

$$C = \frac{S_{iN}}{D^2 \cdot l_g \cdot n_1} = \frac{\pi \cdot k_w}{2\sqrt{2}} \cdot \pi^2 \cdot A \cdot B_\delta \quad (1.25)$$

Semnificația fizică a acestui coeficient de utilizare se evidențiază considerând $D^2 \cdot l_g = 1$ și $n = 1$: acesta reprezintă valoarea puterii electromagnetice (interioare) pe unitatea de volum a materialelor active și pe unitatea de agent de interacțiune. Coeficientul de utilizare depinde de solicitările electrice și magnetice.

Se observă că pentru obținerea unui coeficient de utilizare mare trebuie mărite valorile solicitărilor electromagnetice. Însă, mai mulți factori, legați atât de obținerea unor caracteristici tehnico-economice superioare, cât și de limitele impuse încălzirii înfășurărilor, limitează valorile acestora. Prin urmare, în proiectare, și valorile coeficientului de utilizare se aleg din grafice trasate pe baza experienței de proiectare.

Ca o concluzie a celor prezentate, cunoscând valoarea coeficientului de utilizare, se poate determina volumul materialelor active. Mai mult, știind valoarea factorului de formă a mașinii de inducție și înlocuind celelalte valori în unitățile Sistemului Internațional SI, putem determina valoarea diametrului D al mașinii, în decimetri, care reprezintă, de fapt, punctul de pornire al procedurii de proiectare a oricărei mașini rotative.

$$D = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot p}{\pi \cdot \lambda} \cdot \frac{60 \cdot S_{iN}}{n_1 \cdot C}} = \sqrt[3]{\frac{2 \cdot p^2}{\pi \cdot \lambda} \cdot \frac{S_{iN}}{f \cdot C}} \quad (1.26)$$

Lungimea mașinii, în metri, se calculează pe baza relației (1.23), în funcție de diametrul D , pătura de curent A și de inducția în întrefier B_δ (ale căror valori sunt date în unitățile SI).

$$l_g = \frac{60 \cdot S_{iN}}{k_B \cdot k_w \cdot \alpha_i \cdot \pi^2 \cdot D^2 \cdot n_1 \cdot A \cdot B_\delta} \quad (1.27)$$

Modul de calcul al acestor dimensiuni va fi prezentat pe larg în capitolul următor.

2. ELEMENTE DE PROIECTARE A MAȘINII DE INDUCȚIE

În continuare se vor prezenta elementele principale de proiectare a unei mașini de inducție. Trebuie făcut o precizare: datorită faptului că acest document este destinat utilizării de către proiectanți cu mai puțină experiență, referirile se vor face doar la **mașina de inducție trifazată cu rotor în colivie ($m_l = 3$)**, grad de protecție IP 22 - 23, funcționând în regim de motor, în mediu normal, alimentată de la o rețea cu frecvența de 50 Hz la tensiuni joase (sub 1000 V). Procedura prezentată aici vizează doar calculul electromagnetic care presupune obținerea tuturor dimensiunilor geometrice ale mașinii care determină, evident, parametrii electricsi și magnetici ai acesteia. Din cauza complexității sale, nu se va face referire nici la calculul termic, nici mecanic, al unui astfel de motor. De asemenea, nu se va prezenta nici dimensionarea elementelor mecanice care intră în structura acestui motor.

Tema de proiectare a unui motor de inducție se referă la datele nominale ale motorului:

- Puterea nominală $P_N [kW]$ (mecanică, la ax – P_2 din relația (1.11), atunci când ia valoarea nominală),
- Tensiunea nominală de alimentare $U_N [V]$,
- Tipul conexiunii înfășurărilor stea (Y) sau în triunghi (Δ),
- Frecvența de alimentare $f_l [Hz]$,
- Turația rotorului $n [rot/min]$.

2.1. Determinarea principalelor mărimi de calcul ale mașinii de inducție

2.1.1. Numărul de perechi de poli p

Rescriind relația (1.1) sub forma

$$p = \frac{60 \cdot f_1}{n_1} \quad (2.1)$$

unde introducând pe f_l în Hz, și pe n_l în rot/min , se va calcula numărul de perechi de poli p .

Turația de sincronism a câmpului magnetic n_1 pentru frecvența de 50 Hz are valorile date în tabelul 2.1 pentru cazurile când p ia valori (evident întregi) de la 1 la 4. Valoarea lui n_1 se alege din tabel ca fiind prima superioară turației rotorului n .

Tabelul 2.1. Valorile turației de sincronism pentru diferite numere de perechi de poli, la frecvența de 50 Hz.

p	1	2	3	4
n_1 [rot/min]	3000	1500	1000	750

2.1.2. Puterea aparentă nominală absorbită S_N și curentul nominal pe fază I_N

După cum s-a menționat anterior, înfășurările din statorul motorului pot fi conectate în stea (Y) sau în triunghi (Δ). Se reamintește că în cazul conexiunii stea, tensiunea U_1 care cade pe faza înfășurării este cea de fază a rețelei U_f , iar în cazul conexiunii triunghi cea de linie U_l . Astfel

- Pentru conexiunea fazelor în stea Y:

$$U_1 = \frac{U_N}{\sqrt{3}}$$

- Pentru conexiunea fazelor în triunghi Δ :

$$U_1 = U_N$$

În general, pentru orice consumator trifazat, puterea aparentă nominală este produsul dintre numărul de faze și puterea pe fiecare fază

$$S_N = 3 \cdot U_1 \cdot I_{1N} \quad [\text{VA}] \quad (2.2)$$

Ținând cont de cele explicate anterior, putem scrie că

$$S_N = \frac{P_{1N}}{\cos \varphi_N} = \frac{P_N}{\eta_N \cdot \cos \varphi_N} \quad [\text{VA}] \quad (2.3)$$

unde

P_{1N} – puterea electrică nominală activă a motorului, în W ,

P_N – puterea nominală, mecanică, a motorului, în W ,

η_N – randamentul nominal al motorului,

$\cos \varphi_N$ – factorul de putere nominal al motorului.

Prin urmare, valoarea curentului nominal pe faza mașinii rezultă ca fiind

$$I_{1N} = \frac{S_N}{3 \cdot U_1} \quad [\text{A}] \quad (2.4)$$

Observație: Pentru conexiunea stea, valoarea curentului nominal de linie, absorbit de la rețea, este aceeași cu a celui de fază $I_{Nl} = I_{1N}$. Pentru conexiunea triunghi, valoarea curentului nominal de linie, care este înscris pe plăcuța motorului, este $I_{Nl} = \sqrt{3} \cdot I_{1N}$. La proiectare ne interesează valoarea curentului nominal pe faza motorului.

Valorile lui η_N și $\cos \varphi_N$ se aleg estimativ la începutul proiectării din graficele prezentate în figura 2.1, respectiv 2.2, care au fost obținute experimental pentru motoare de inducție cu rotorul în scurtcircuit de diverse puteri și turații.

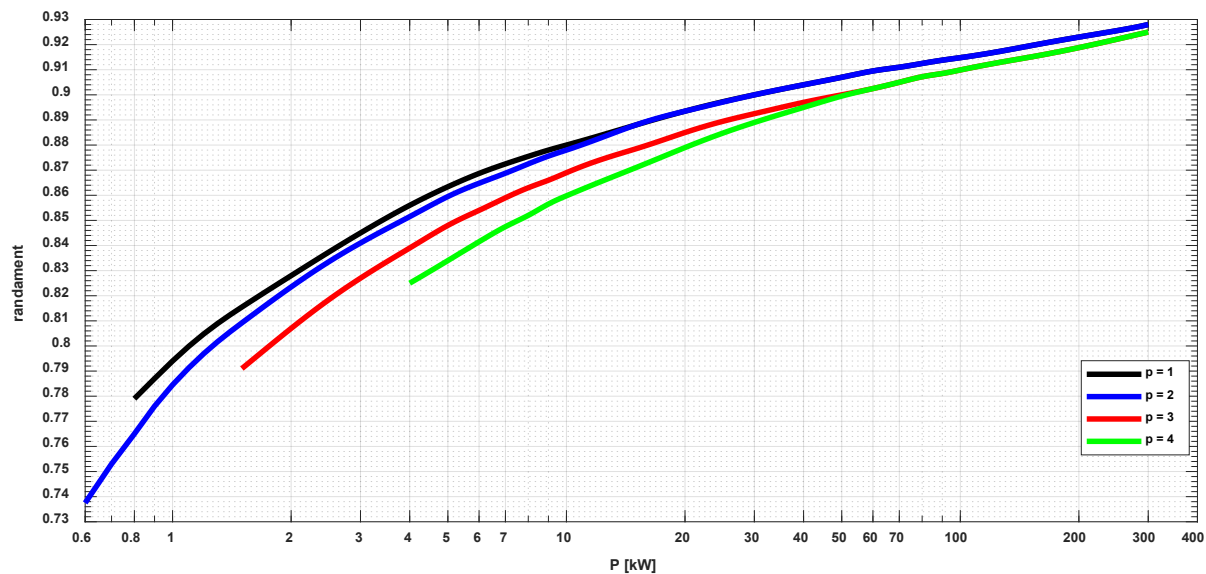


Figura 2.1. Randamentul nominal η al motoarelor de inducție cu rotorul în scurtcircuit în funcție de puterea nominală a mașinii.

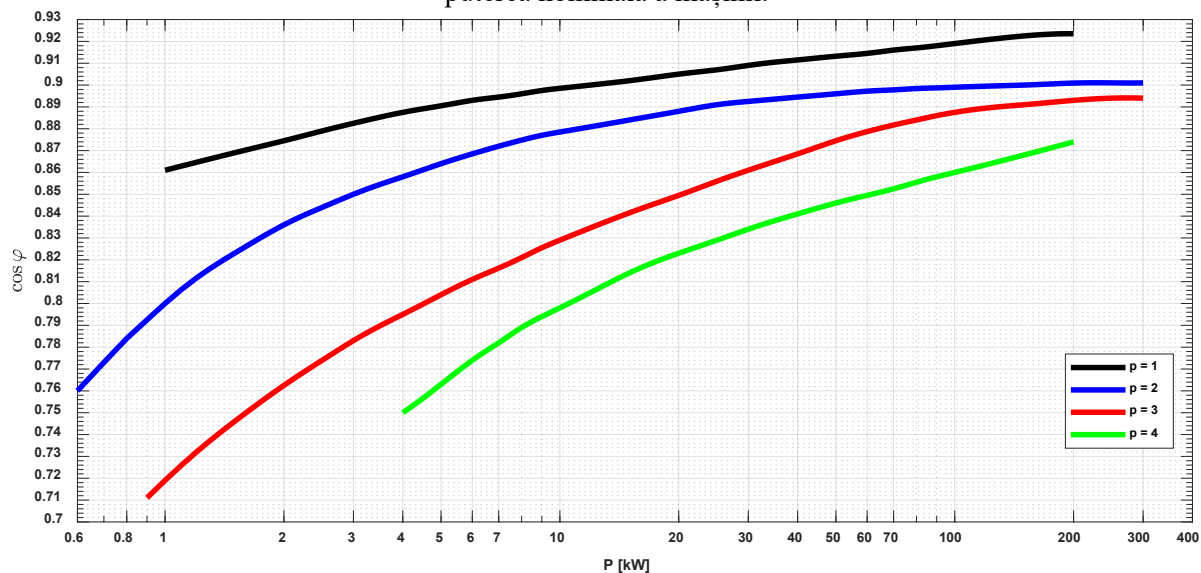


Figura 2.2. Factorul de putere nominal $\cos \varphi$ al motoarelor de inducție cu rotorul în scurtcircuit în funcție de puterea nominală a mașinii.

Se impune o mențiune importantă aici, legată de valorile randamentului nominal al motoarelor de inducție.

Timp de mulți ani, clasele de eficiență energetică ale motoarelor electrice trifazate de joasă tensiune au fost definite doar pe baza unui angajament voluntar al producătorilor de motoare, valorile randamentului nominal în funcție de puterea nominală fiind date, după cum s-a menționat, în Figura 2.1. Cererea tot mai mare, la nivel global, de motoare electrice eficiente din punct de vedere energetic și optimizate din punct de vedere operațional a dus la apariția unei varietăți de reglementări pentru determinarea eficienței. Abia în 2008 **standardul internațional IEC 60034-30-1: Clase de eficiență pentru motoarele de curent alternativ de joasă tensiune (codul IE)** a reglementat la nivel mondial clasele de eficiență și cerințele legale privind eficiența energetică a motoarelor trifazate de joasă tensiune într-un mod unitar. IEC înseamnă International Electrotechnical Commission (Comisia Electrotehnică Internațională), o organizație globală de standardizare.

Scopul noilor clasificări de eficiență conform IEC 60034-30-1 a fost standardizarea globală a reglementărilor pentru a permite comparații internaționale și a facilita certificarea motoarelor electrice. Noile clase de eficiență energetică standardizate la nivel internațional se referă la motoarele asincrone trifazate cu rotor în colivie.

O nouă versiune a standardului IEC 60034-30-1 a fost publicată în martie 2014, înlocuind predecesorul său IEC 60034-30 din 2008. Comparativ cu vechiul standard IEC din 2008, care definea trei valori de eficiență pentru motoarele de inducție trifazate, standardul actualizat IEC 60034-30-1 include clasa suplimentară de eficiență IE4. În plus, noul standard IEC ia acum în considerare motoarele cu 8 poli, precum și o gamă mai largă de puteri.

Noul standard IEC 60034-30-1 definește următoarele patru clase de eficiență energetică, sau clase de eficiență IE, pentru motoarele asincrone trifazate alimentate de la rețea. Denumirea se face pe baza sistemului de clasificare pentru protecția IP (International Protection), folosind prefixul IE (International Efficiency). Astfel, cele patru clase sunt definite astfel: IE1 (Eficiență Standard), IE2 (Eficiență Înaltă), IE3 (Eficiență Premium), IE4 (Eficiență Super Premium). Următoarea versiune a standardului IEC va introduce clasa IE5, cunoscută sub numele de Eficiență Ultra Premium.

Valorile randamentului corespunzătoare acestor clase de eficiență energetică pot fi găsite pe site-urile diferiților producători de motoare electrice, dar prezentarea lor detaliată nu se face aici având în vedere explicațiile date până acum, și anume că în acest material se urmărește formarea deprinderilor de bază ale unui proiectant de mașini electrice, fără a se pune accentul pe obținerea unor motoare cu performanțele celor industriale.

2.1.3. Tensiunea electromotoare de fază E_1 și puterea aparentă interioară S_i

Practic fiecare înfășurare a mașinii este obținută prin conectarea, serie (de obicei) sau paralel, a mai multor bobine. Prin urmare, din punctul de vedere a unui circuit electric, aceasta echivalează cu o bobină și un rezistor înseriate, alimentate de la tensiunea care cade pe înfășurare, Figura 2.3.

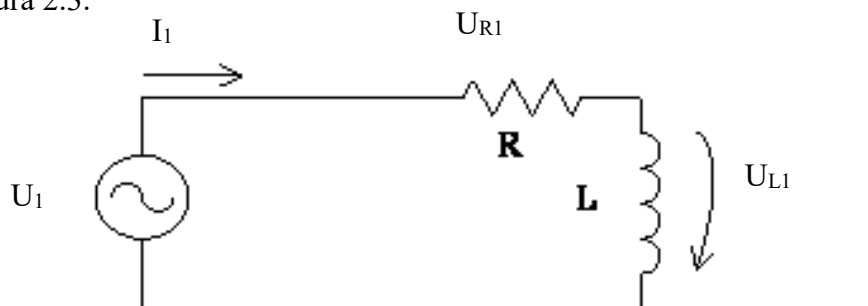


Figura 2.3. Circuitul electric echivalent al unei faze a motorului de inducție.

Reactanța X a bobinei este formată din două componente: cea utilă X_u și cea de scăpări X_s . Tensiunea care cade pe reactanța utilă este practic tensiunea electromotoare (t.e.m.) pe fază E_1 . Rezistența și reactanța de scăpări compun impedanța pe fază a statorului. Având în vedere că în această etapă a proiectării cele două valori nu sunt cunoscute, pentru aproximarea lui E_1 se va utiliza un coeficient adimensional k_E care se calculează cu relația

$$k_E = 0,98 - 0,005 \cdot p \quad (2.5)$$

Astfel, t.e.m E_1 se obține ca fiind

$$E_1 = k_E \cdot U_1 \quad [V] \quad (2.6)$$

Ținând cont de relația (1.18) și de cele explicate mai sus, putem scrie aici

$$S_{iN} = 3 \cdot E_1 \cdot I_{1N} = k_E \cdot S_N \quad (2.7)$$

Alegerea coeficienților care intervin în expresia puterii aparente interioare

În această etapă a proiectării vor trebui estimați coeficienții care intervin în calculul puterii aparente interioare nominale pe baza curbelor obținute la seriile de motoare executate.

Astfel, factorul de înfășurare a statorului k_{w1} se alege inițial în intervalul

$$k_{w1} = 0,91 \div 0,93 \quad (2.8)$$

Factorul de formă a t.e.m. k_B și factorul de acoperire ideală a pasului polar α_i se aleg de pe curbele din Figura 2.4 în funcție de coeficientul parțial de saturație magnetică k_{sd} .

Semnificația acestuia va fi prezentată pe larg în capitolul dedicat calculului circuitului magnetic. Inițial, pentru solicitările magnetice normale se poate estima:

$$k_{sd} = 1,2 \div 1,35 \quad (2.9)$$

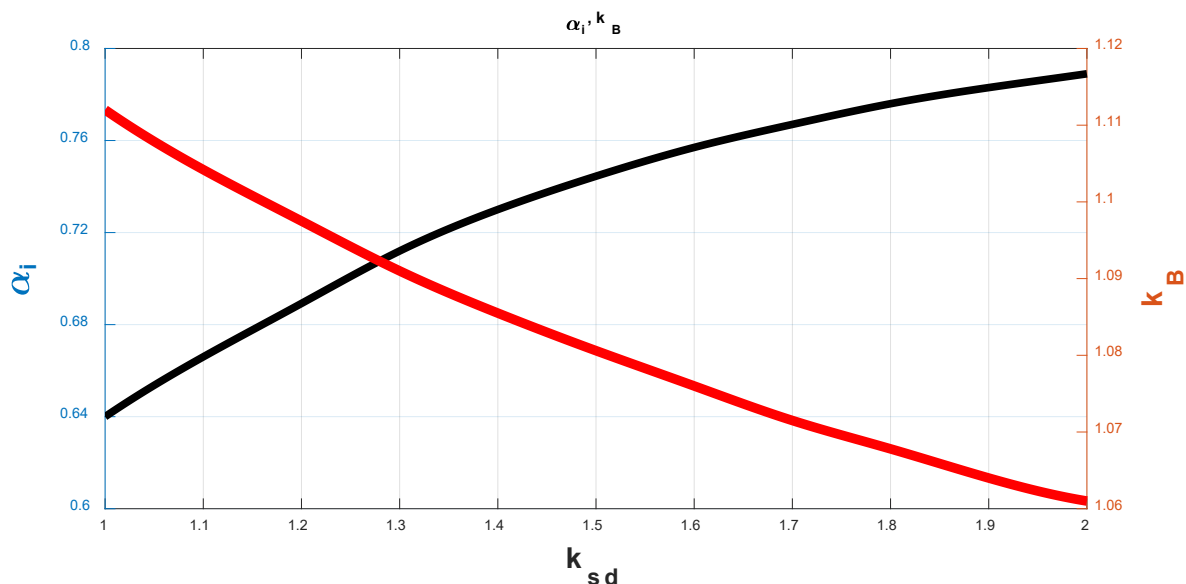


Figura 2.4. Valorile coeficienților k_B și α_i în funcție de coeficientul parțial de saturație magnetică k_{sd} .

Dacă după determinarea lui k_{sd} la etapa de calcul menționată anterior există o diferență mai mare de 25% este necesară revenirea la alegerea coeficienților k_B și α_i astfel încât să se respecte această condiție.

2.1. Calculul dimensiunilor principale ale mașinii de inducție

2.1.1. Diametrul interior al statorului

În această etapă a proiectării este importantă determinarea valorilor diametrelor interior D , respectiv exterior statoric D_e și a lungimii geometrice l_g a mașinii.

Având în vedere cele prezentate aici privind legătura dintre puterea aparentă interioară nominală și aceste dimensiuni, exprimată prin relația (1.23), vom putea scrie pentru cazul particular al motorului trifazat funcționând la 50 Hz

$$D = 23,33 \cdot \sqrt[3]{\frac{p^2}{\lambda} \cdot \frac{S_{iN}}{C}} \quad [\text{mm}] \quad (2.10)$$

unde

p – numărul de perechi de poli

S_{iN} – puterea aparentă interioară nominală, în VA,

λ – factorul de formă al mașinii, din formula (1.24), care sunt date în tabelul 2.2,

C – constanta de utilizare a mașinii, în J/dm^3 , ale cărei valori sunt date în graficele din Figura 2.5, pentru mașini cu puterea până la 300 kW și diverse numere de perechi de poli.

Tabelul 2.2. Valorile factorului de formă al mașinii de inducție pentru diferite numere de perechi.

p	1	2	3	4
λ	0,35 ÷ 0,75	0,55 ÷ 0,95	0,8 ÷ 1,2	1,15 ÷ 1,85

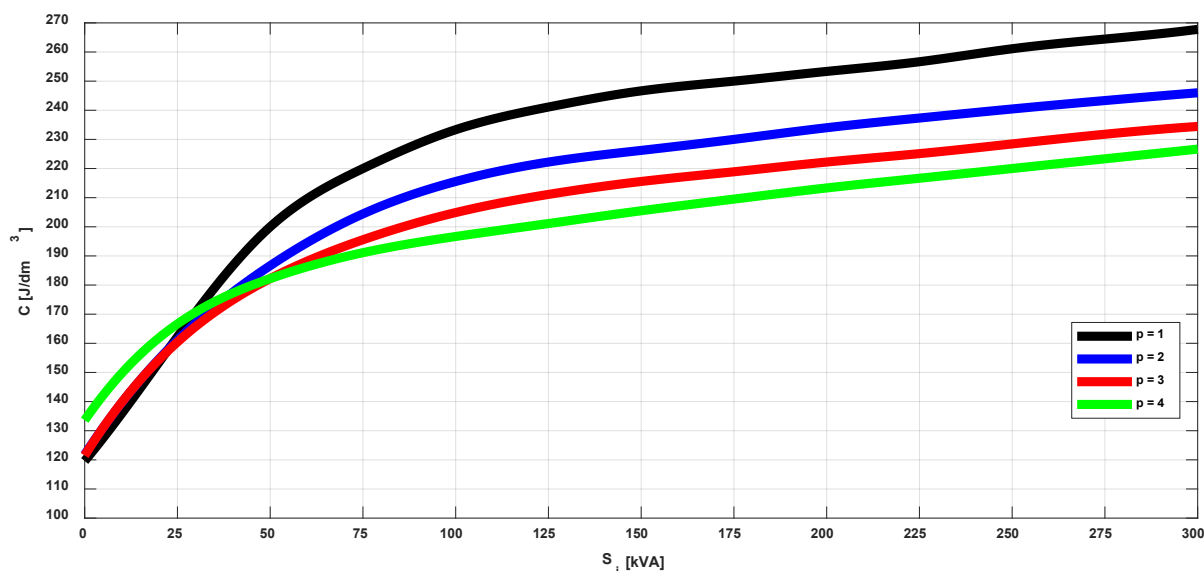


Figura 2.5. Valorile coeficientului de utilizare C în funcție de puterea aparentă interioară S_i și de numărul de perechi de poli p , pentru mașinile de inducție în construcție protejată și clasă de izolație F .

Valoarea obținută din calcule pentru diametrul interior statoric, în milimetri, se va rotunji la un număr divizibil cu 5; această valoare se compară cu cea aleasă de pe o curbă obținută din experiența de fabricație, indicată în Figura 2.6 pentru diferite numere de perechi de poli p .

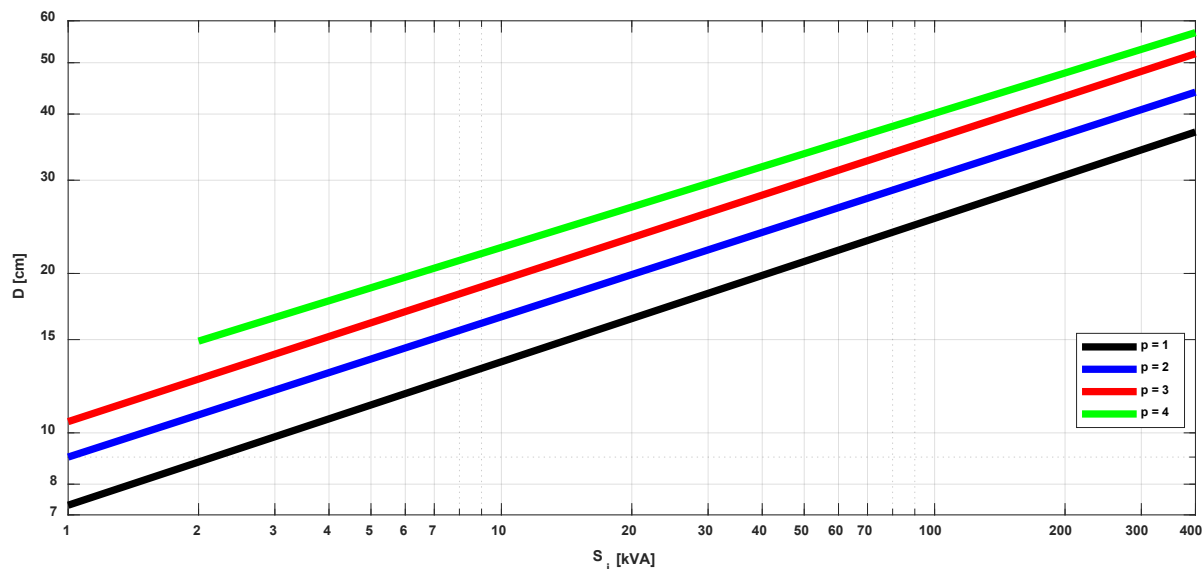


Figura 2.6. Valorile diametrului interior D în funcție de puterea aparentă interioară S_i și de numărul de perechi de poli p , pentru mașinile de inducție în construcție protejată și clasă de izolație F .

2.1.2. Diametrul exterior al statorului

Diametrul statoric al mașinii este obținut cu relația

$$D_e = D + (h_{c1} + h_{j1}) \quad (2.11)$$

unde

h_{c1} – înălțimea totală a creștăturii (aceeași cu a dintelui) statorului,

h_{j1} – înălțimea jugului magnetic al statorului.

În această etapă a proiectării nu se cunoaște decât valoarea diametrului interior statoric, valoarea celui exterior se află alegând, pe baza experienței practice, un coeficient k_D de proporționalitate între cele două dimensiuni, ale cărui plaje de valori în funcție de p sunt indicate în tabelul 2.3:

$$D_e = k_D \cdot D \quad [mm] \quad (2.12)$$

Tabelul 2.3. Valorile coeficientului k_D pentru mașinile de inducție de joasă tensiune ($U_N \leq 1000$ V), în construcție normală

p	k_D
1	1,65 ÷ 1,69
2	1,46 ÷ 1,49
3	1,37 ÷ 1,40
4	1,27 ÷ 1,30

Valoarea obținută pentru D_e , în mm, se rotunjește la un număr divizibil cu 5.

Observație: În mod uzual, în practică, pentru valorile lui D și D_e trebuie să se țină cont de constrângerile tehnico-economice existente (folosirea unui număr de ștanțe bloc cât mai redus posibil), astfel că se adoptă normalizarea la anumite valori proprii fiecărei întreprinderi, în funcție de ștanțele disponibile.

2.1.3. Lungimea geometrică a mașinii

Cunoscând diametrul D și solicitările electromagnetice, se poate determina valoarea lungimii geometrice a mașinii (exprimată în centimetri, aceasta se rotunjește la o zecimală). Particularizând relația (1.27) pentru cazul prezentat aici, putem scrie

$$l_g = \frac{2 \cdot p \cdot S_{iN} \cdot 10^5}{k_B \cdot k_{w1} \cdot \alpha_i \cdot \pi^2 \cdot D^2 \cdot A \cdot B_\delta} \quad [mm] \quad (2.13)$$

unde p – numărul de perechi de poli,

S_{iN} – puterea aparentă nominală, în VA,

k_B – factorul de formă a t.e.m., adimensional,

- k_{wl} – factorul de înfășurare al statorului, adimensional,
- α_i – factorul de acoperire ideală a pasului polar, adimensional,
- D – diametrul interior statoric, în mm ,
- A – pătura de curent, în A/cm ,
- B_δ – inducția în întrefier, în T .

În Figurile 2.7, respectiv 2.8, sunt date valorile solicitărilor electromagnetice ale păturii de curent A și inducției în întrefier B_δ în funcție de pasul polar τ (calculat cu relația (1.15), pentru diferite valori ale numărului de perechi de poli p , pentru mașinile de inducție normale.

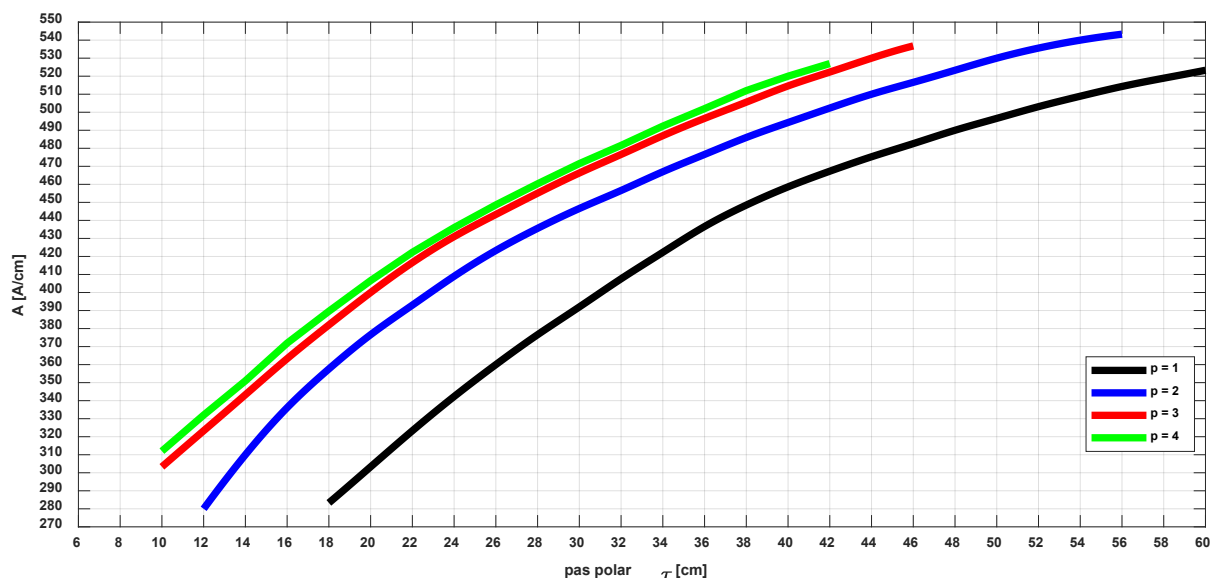


Figura 2.7. Valorile păturii de curent A în funcție de cele ale pasului polar τ , în cm , pentru diferite numere de perechi de poli p , la mașinile de inducție în construcție normală.

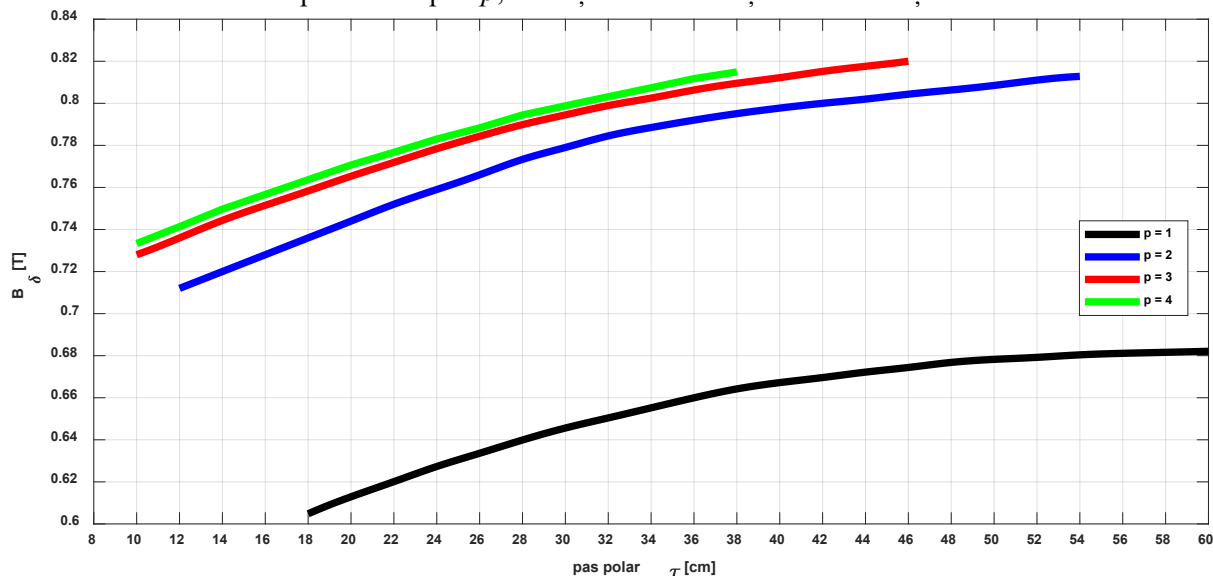


Figura 2.8. Valorile inducției magnetice în întrefier B_δ în funcție de cele ale pasului polar τ , în cm , pentru diferite numere de perechi de poli p , la mașinile de inducție în construcție normală.

Cu valoarea lui l_g obținută se verifică coeficientul de formă al mașinii λ , dat în relația (1.24). Valoarea obținută trebuie să se încadreze între limitele indicate în tabelul (2.2).

2.2. Lungimea întrefierului

Între stator și rotor se află un spațiu de aer numit întrefier. Cu cât acesta este mai mare, cu atât curentul de magnetizare, implicit puterea reactivă a mașinii, este mai mare și, în consecință, factorul de putere este mai mic. Din acest motiv, se urmărește ca lungimea întrefierului să fie cât mai mică posibil, limitele fiind impuse de considerente tehnologice (o valoare prea mică poate crește pericolul frecării rotorului de stator).

De obicei, pentru calculul acestei lungimi se folosește o formulă empirică

$$\delta \approx 0,03 \cdot \left(4 + 0,07 \cdot \sqrt{D \cdot l_g} \right) \text{ [mm]} \quad (2.14)$$

unde valorile lui D și l_g se introduc în mm.

De regulă (la producția de serie), din motive practice (de execuție), lungimea întrefierului se rotunjește din 0,05 în 0,05 mm – valorile uzuale la mașinile de inducție de putere sub 300 kW sunt cuprinse între 0,3 și 1 mm.

3. ÎNFĂȘURĂRILE ȘI CRESTĂTURILE STATORULUI



După cum s-a prezentat, materialele active folosite în construcția mașinilor electrice sunt reprezentate de înfășurări și miezul magnetic. Înfășurările, care pot fi realizate din cupru sau aluminiu, reprezintă cea mai importantă parte, fiind mediul prin care circulă curentul electric. Miezul magnetic este realizat din tole fabricate din tablă silicioasă.

Atât tipul înfășurării, cât și modul în care este construită, depind de mai mulți factori cum sunt: puterea mașinii, tensiunea de alimentare și tipul de răcire a mașinii.

Astfel, forma creștăturii trebuie aleasă în funcție de tipul conductorului ales. Din acest punct de vedere, există conductoare de secțiune rotundă sau dreptunghiulară (denumite uzual rotunde, respectiv profilate). În cazul conductoarelor profilate, creștăturile sunt cu pereți paraleli, în Figura 3.1 fiind prezentată o astfel de situație. Dezavantajul major în acest caz este reprezentat de faptul că lățimea dinților este variabilă, ceea ce conduce evident la valori diferite ale inducției în diferite părți ale dintelui. Acest dezavantaj este compensat în cazul conductoarelor rotunde, unde creștătura este de secțiune ovală sau trapezoidală astfel încât dinții să aibă pereți paraleli și valorile inducției să fie aceleași în toate porțiunile dintelui. Evident, factorul de umplere este mai redus în acest caz, după cum se poate observa în Figura 3.2.

În continuare, referirile se vor face doar la mașinile de inducție cu creștături trapezoidale și conductoare rotunde (sârmă), care vor fi folosite în acest proiect.

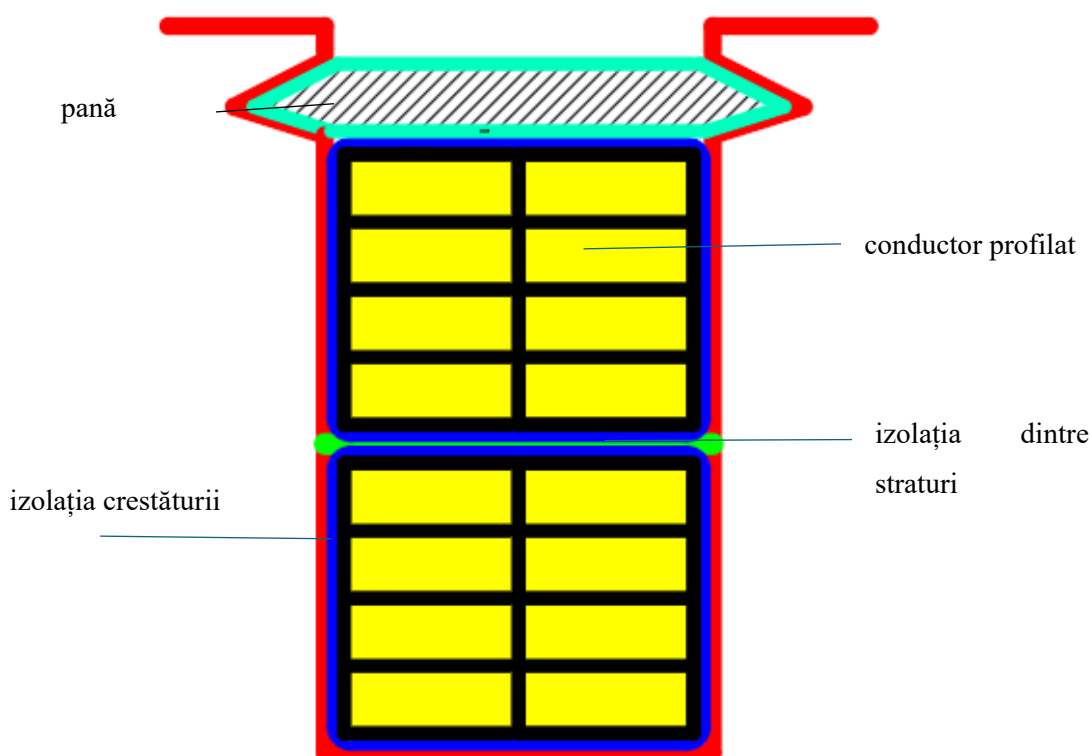


Figura 3.1. Creștătură dreptunghiulară.

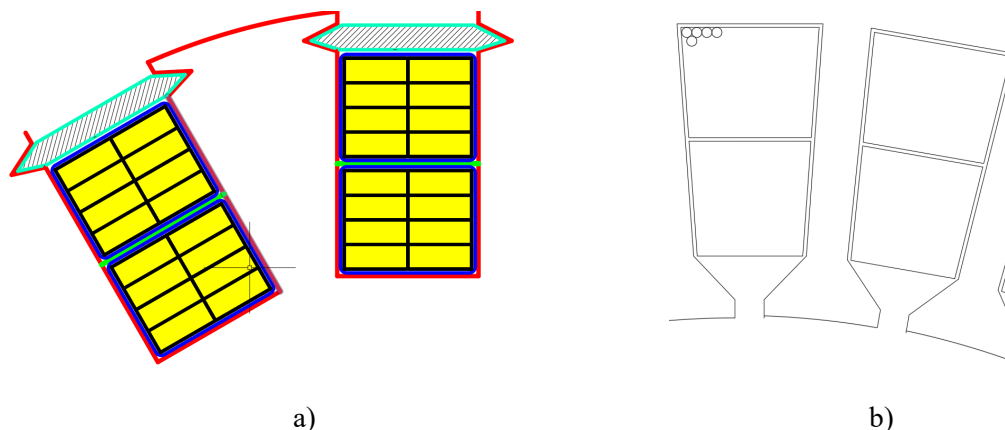


Figura 3.2. a) creștătură cu pereți paraleli; b) dinți cu pereți paraleli.

La mașinile cu puteri mai mici de 10 kW se folosesc de multe ori înfășurări într-un singur strat cu bobine din conductor rotund (pasul bobinei y_l este egal cu pasul diametral y_τ – Figura 3.3.a). Pentru construcția mașinilor de puteri mai mari se folosesc înfășurări în două straturi, avantajul principal al acestora fiind acela că oferă reducerea armonicilor superioare din curba tensiunilor electromotoare (prin scurtarea adecvată a pasului principal al bobinei). Una dintre cele mai folosite înfășurări cu pas scurtat este cea cu pasul bobinei y_l egal cu $5/6$ din pasul diametral y_τ – Figura 3.3.b, ceea ce permite diminuarea concomitentă a armonicilor de ordinul 5 și 7 din curba t.e.m. Astfel, știind că pasul principal, diametral, al înfășurării, y_τ , exprimat în număr de creștături, este

$$y_\tau = \frac{Z}{2 \cdot p} = m_1 \cdot q_1 \quad (3.1)$$

unde m_1 este numărul de faze al statorului, pasul scurtat al bobinei se calculează cu relația

$$y_1 \approx \frac{5}{6} \cdot y_\tau = \text{număr întreg} \quad (3.2)$$

În continuare se va considera cazul înfășurării statorice în două straturi, cu pasul scurtat dat de relația (3.2).

3.1. Numărul de creștături ale statorului

Numărul de creștături al statorului (cu înfășurări trifazate) Z_1 este dat de relația

$$Z_1 = 2 \cdot p \cdot m_1 \cdot q_1 = 2 \cdot p \cdot 3 \cdot q_1 \quad (3.3)$$

unde q_1 este numărul de creștături pe pol și fază.

În metoda uzuală, obținerea valorii lui Z_1 se face prin impunerea în prealabil a valorii lui q_1 , avându-se totodată în vedere următoarele considerente:

- La mașinile de inducție, valoarea lui q_1 este în mod uzual un număr întreg,
- Pentru a reduce amplitudinea pulsațiilor inducției în întrefier, este recomandabil ca pasul dentar t_1 (distanța între axele a doi dinți alăturați) să fie situat între anumite limite, funcție de valoarea pasului polar și al nivelului tensiunii de alimentare.

Astfel, pentru mașinile de inducție cu τ mic și tensiune joasă, pasul dentar t_1 este cuprins între 1 și 2,5 cm, fiind recomandat să se obțină o valoare din prima treime a intervalului menționat.

$$t_1 = \frac{\pi \cdot D}{Z_1} \quad [mm] \quad (3.4)$$

Valorile recomandate pentru q_1 se dau în funcție de numărul de perechi de poli

$q_1 = 4 \div 8$	pentru	$p = 1$,
$q_1 = 4 \div 6$	pentru	$p = 2$,
$q_1 = 3 \div 5$	pentru	$p = 3$,
$q_1 = 2 \div 4$	pentru	$p = 4$.

Prin urmare, se impune q_1 , se calculează Z_1 , rezultând apoi t_1 .

Se prezintă în Figura 3.3, spre exemplificare, distribuția înfășurărilor în creștături la o mașină de inducție cu două perechi de poli și 48 creștături statorice, în unul și două straturi.

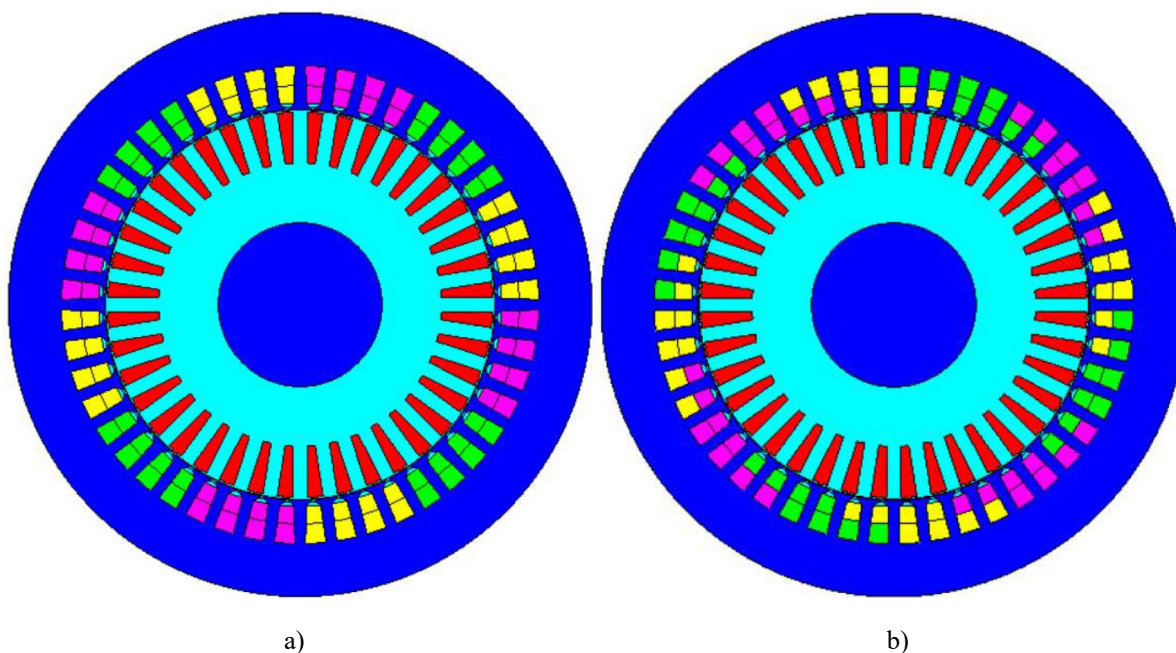


Figura 3.3. Distribuția înfășurărilor în creștături la o mașină de inducție cu $p = 2$, $Z_1 = 48$, $q_1 = 4$, $y_r = 12$: a) un strat, $y_1 = 12$ (pas diametral); b) două straturi, $y_1 = 10$ (pas scurtat cu $1/6$).

3.2. Elementele înfășurării statorului

Fluxul magnetic se calculează cu formula

$$\Phi = \alpha_i \cdot \tau \cdot l_g \cdot B_\delta \text{ [Wb]} \quad (3.5)$$

Se determină apoi numărul de spire pe fază în funcție de t.e.m.

$$w_1 = \frac{k_E \cdot U_1}{4 \cdot k_B \cdot f_1 \cdot k_{w1} \cdot \Phi} \quad (3.6)$$

Numărul de conductoare efective din creștătură se obține ca

$$n_{c1} = \frac{2 \cdot m_1 \cdot a_1 \cdot w_1}{Z_1} = \frac{2 \cdot 3 \cdot a_1 \cdot w_1}{Z_1} \quad (3.7)$$

unde a_1 – numărul de căi de curent în paralel pe fază. Această valoare, care este număr natural, se alege astfel încât să fie îndeplinită condiția

$$\frac{2p}{a_1} = \text{număr întreg} \quad (3.8)$$

Pentru valori ale lui I_N peste 50 A, se recomandă să se aleagă $a_1 > 1$, respectând condiția anterioară. De exemplu, pentru $p = 4$, a_1 poate lua valorile 1, 2, 4 sau 8.

După efectuarea calculului, se alege un număr întreg pentru n_{c1} . Dacă înfășurarea din sârmă rotundă se realizează în două straturi, din motive de simetrie a înfășurării, se recomandă ca n_{c1} să fie număr par.

În aceste condiții, se recalculează numărul de spire pe fază w_1 , care este, evident, număr întreg.

$$w_1 = \frac{Z_1 \cdot n_{c1}}{2 \cdot 3 \cdot a_1} \quad (3.9)$$

În continuare sunt necesare următoarele verificări. Astfel

a) se calculează pătura de curent:

$$A = \frac{Z_1 \cdot n_{c1} \cdot I_N}{\pi \cdot \frac{D}{10} \cdot a_1} \left[\frac{\text{A}}{\text{cm}} \right] \quad (3.10)$$

unde I_N – curentul nominal calculat în prima etapă a proiectului, în A,

D – diametrul interior al statorului, în mm,

Valoarea calculată a păturii de curent trebuie să fie apropiată de cea aleasă inițial, abaterea admisă fiind de $\pm 5\%$.

- b) se recalculează valoarea fluxului magnetic util maxim cu relația

$$\phi = \frac{k_E \cdot U_1}{4 \cdot k_B \cdot f_1 \cdot k_{w1} \cdot w_1} \quad [Wb] \quad (3.11)$$

unde pentru w_1 se consideră valoarea definitivă recalculeată mai sus, iar pentru k_{w1} se consideră valoarea aleasă în etapa anterioară de dimensionare.

- c) se calculează valoarea maximă a inducției magnetice în întrefier (amplitudinea)

$$B_\delta = \frac{\phi}{\alpha_i \cdot \tau \cdot l_g} \quad [T] \quad (3.12)$$

Valoarea calculată a inducției magnetice în întrefier trebuie să fie apropiată de cea aleasă inițial, abaterea admisă fiind de $\pm 3\%$.

În Figura 3.4 se prezintă modul în care se închide fluxul la mașina exemplificată anterior.

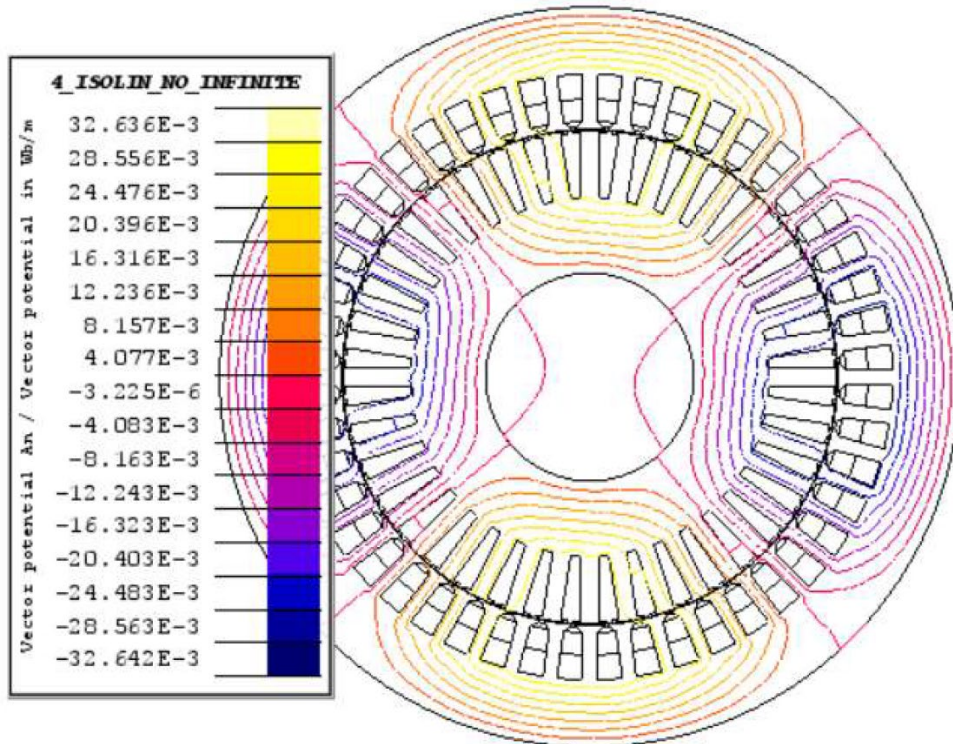


Figura 3.4. Liniile de flux la o mașină de inducție cu $p = 2$, $Z_l = 48$, $q_l = 4$.

3.3. Tipul înfășurării și dimensiunile creștăturii statorului

În mod obișnuit, în proiectul unei mașini nu se folosește secțiunea conductorului rezultată direct din calcul, ci se adoptă o ”secțiune normalizată” pe baza unor standarde sau norme interne. Astfel, pentru conductoare rotunde, utilizate în cadrul acestui proiect, se folosesc diametrele normalizate conform standardului european IEC 60317, expuse mai jos în acest document.

$$S_{Cu1} = \frac{I_N}{a_1 \cdot J_1} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (3.13)$$

unde densitatea de curent J_1 se alege în funcție de puterea mașinii (pentru conductoare din cupru):

- $5 \div 6,5 \text{ A/mm}^2$ pentru $P_N = 0,8 \div 15 \text{ kW}$,
- $5 \div 6 \text{ A/mm}^2$ pentru $P_N = 18,5 \div 75 \text{ kW}$,
- $4,5 \div 5,5 \text{ A/mm}^2$ pentru $P_N = 90 \div 300 \text{ kW}$.

De asemenea, este important de ținut cont că valorile mai mari ale densității de curent corespund mașinilor de turație mare (p mic), respectiv valorile mai mici corespund mașinilor de turație mică (p mare).

Chiar dacă în lucrarea de față nu se prezintă calculul termic al motorului de inducție, trebuie făcută precizarea că alegerea valorilor densității de curent conform indicațiilor de mai sus este foarte importantă, existând riscul ca în cazul alegerii unor valori mai mari să fie depășite valorile de temperatură admisibile.

Diametrul rezultă ca fiind

$$d_c = \sqrt{\frac{4 \cdot S_{Cu1}}{n_f \cdot \pi}} \text{ [mm]} \quad (3.14)$$

unde n_f este numărul de fire (în paralel) din care este realizat un conductor. Acesta este, evident, număr natural (se alege între $1 \div 20$ astfel încât valoarea obținută pentru diametrul unui fir să fie mai mică decât $2,3 \text{ mm}$). Această dimensiune este limitată din motive de comoditate a bobinării.

Rezultă astfel numărul total de conductoare elementare din creștătură

$$n_{tot} = n_f \cdot n_{cl}$$

Se alege din seria diametrelor din acest document o valoare normalizată pentru diametrul conductorului d_c , apropiată de cea rezultată din calcule. Apoi se recalculează secțiunea conductorului elementar (fir)

$$s_{cond} = \frac{\pi \cdot d_c^2}{4} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (3.15)$$

iar secțiunea conductorului devine:

$$S_{Cu1} = n_f \cdot s_{cond} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (3.16)$$

Se calculează valoarea exactă a densității de curent

$$J_1 = \frac{I_N}{a_1 \cdot S_{Cu1}} \left[\frac{A}{\text{mm}^2} \right] \quad (3.17)$$

urmărindu-se să se încadreze în limitele indicate anterior.

Se alege apoi izolația conductorului din anexa 1, obținându-se diametrul conductorului izolat d_{ci} , notat d_{iz} în unele referințe bibliografice

$$d_{ci} = d_c + 2 \cdot iz,$$

unde iz – grosimea izolației. În acest document sunt date câteva valori ale diametrului conductorului izolat.

Se determină lățimea constantă a dintelui statoric

$$b_{d1} = \frac{t_1 \cdot l_g \cdot B_\delta}{k_{Fe} \cdot l_g \cdot B_{d1}} = \frac{t_1 \cdot B_\delta}{k_{Fe} \cdot B_{d1}} \text{ [mm]} \quad (3.18)$$

unde

$k_{Fe} = 0,95$ – coeficientul de împachetare, pentru tablă de grosime 0,5 mm, laminată la rece cu cristale neorientate și izolată cu peliculă fină de lac,

B_{d1} (notat cu B'_{dadm} în unele îndrumări) – valoarea medie a inducției magnetice în dinte statoric cu pereți paraleli, care se alege între 1,5 și 1,8 T.

Se determină, aproximativ, secțiunea netă a creștăturii S'_{cr1} cu relația:

$$S'_{cr1} = \frac{n_{tot} \cdot d_{ci}^2}{k_u} \text{ [mm}^2\text{]} \quad (3.19)$$

unde k_u este coeficientul de umplere a creștăturii, $k_u \approx 0,75$. În practică, de multe ori această valoare poate fi mai mică, însă calculele din acest proiect se vor face considerând valoarea dată anterior.

Deschiderea istmului creștăturii satorice b_{istm1} (notată cu a_s în unele îndrumare) este mai mare decât $(d_{ci} + 1,5 \text{ mm})$. Înălțimea istmului creștăturii satorice h_{istm1} (notată cu h_0 în unele îndrumare) se alege în intervalul $1 \div 2 \text{ [mm]}$. Înălțimea penei $h_{pană}$ se alege în intervalul $2 \div 4 \text{ mm}$. Grosimea izolației din creștătură g_{iz} se alege mai mică decât $0,44 \text{ mm}$.

Dimensiunile creștăturii ovală sau trapezoidală se determină cunoscând diametrul interior D , înălțimea istmului creștăturii satorice h_{istm1} , înălțimea penei din creștătura satorică $h_{pană}$, grosimea izolației g_{iz} , numărul de creștături satorice Z_1 , secțiunea netă, estimată, a creștăturii satorice S'_{cr1} , lățimea constantă a dintelui b_{d1} .

ATENȚIE!!!

Toate valorile introduse în formule trebuie exprimate în aceeași unitate de măsură!!!

Seria completă a diametrelor $d_c \text{ [mm]}$ pentru conductoarele de cupru neizolate:

**0,6 – 0,65 – 0,7 – 0,75 – 0,8 – 0,85 – 0,9 – 0,95 – 1 – 1,05
– 1,1 – 1,15 – 1,2 – 1,25 – 1,32 – 1,4 – 1,45 – 1,5 – 1,55 – 1,6
– 1,65 – 1,7 – 1,75 – 1,8 – 1,85 – 1,9 – 1,95 – 2 – 2,12 – 2,24
– 2,36 – 2,5 – 2,65 – 2,8 – 3 – 3,15 – 3,35 – 3,55 – 3,75 – 4
– 4,25 – 4,5 – 4,75 – 5**

Seria diametrelor uzuale ale conductoarelor de cupru neizolate, respectiv izolate (cu dublu strat de email)

$d_c \text{ [mm]}$	0,7	0,75	0,8	0,85	0,9	0,95	1
$d_{ci} \text{ [mm]}$	0,757	0,809	0,861	0,913	0,965	1,017	1,068
$d_c \text{ [mm]}$	1,05	1,1	1,15	1,2	1,25	1,32	1,4
$d_{ci} \text{ [mm]}$	1,18	1,17	1,223	1,273	1,325	1,397	1,479
$d_c \text{ [mm]}$	1,45	1,5	1,55	1,6	1,65	1,7	
$d_{ci} \text{ [mm]}$	1,53	1,58	1,632	1,683	1,733	1,785	

3.4. Dimensionarea analitică a creștăturii statorice trapezoidale

Figura 3.5. Detaliu cu creștăturile și jugul statorului.

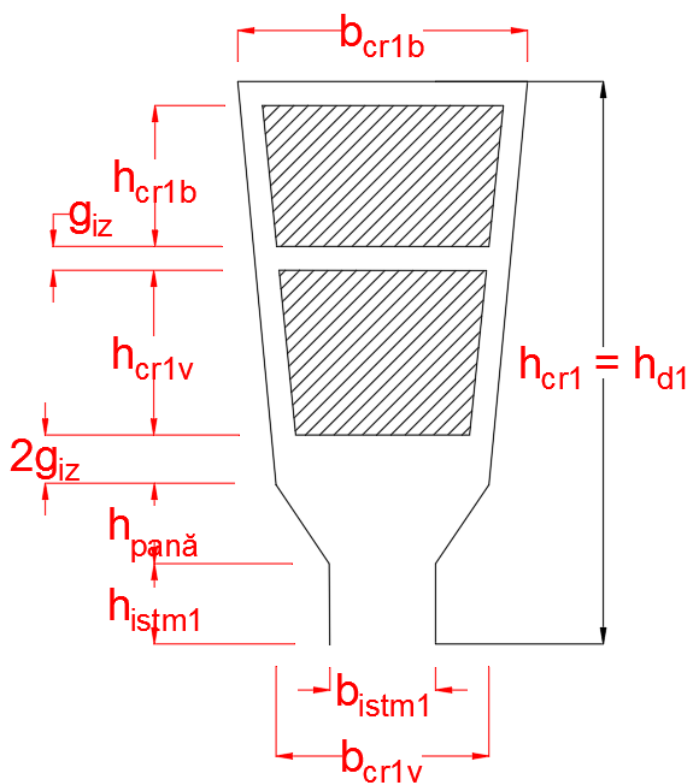
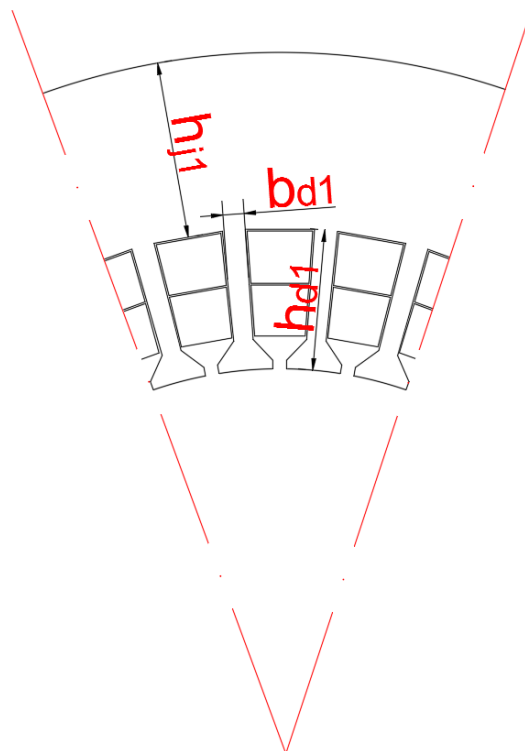


Figura 3.6. Dimensiunile creștăturii statorice.

- Lățimea creștăturii statorice la vârful creștăturii trapezoidale

$$b_{cr1v} = \frac{\pi}{Z_1} \cdot (D + 2h_{istm1} + 2h_{pană} + 4g_{iz}) - b_{d1} \quad [mm] \quad (3.20)$$

- Înălțimea (radială) părții utile a creștăturii statorice

$$h_{util.cr1} = \frac{\sqrt{(b_{cr1v} - 2g_{iz})^2 + 4 \cdot S'_{cr} \cdot tg\left(\frac{\pi}{Z_1}\right)} - (b_{cr1v} - 2g_{iz})}{2 \cdot tg\left(\frac{\pi}{Z_1}\right)} \quad [mm] \quad (3.21)$$

- Înălțimea (radială) părții utile a dintelui statoric

$$h_{d1} = h_{util.cr1} + h_{istm1} + h_{pană} + 4g_{iz} \quad [mm] \quad (3.22)$$

- Lățimea creștăturii statorice la baza creștăturii trapezoidale

$$b_{cr1b} = \frac{\pi}{Z_1} \cdot (D + 2h_{d1}) - b_{d1} \quad [mm] \quad (3.23)$$

- Lățimea dintelui statoric la vârful creștăturii trapezoidale

$$b_{d1v} = \frac{\pi}{Z_1} \cdot (D + 2h_{istm1} + 2h_{pană}) - b_{cr1v} \quad [mm] \quad (3.24)$$

- Lățimea dintelui statoric la baza creștăturii trapezoidale

$$b_{d1b} = \frac{\pi}{Z_1} \cdot (D + 2h_{d1}) - b_{cr1b} \quad [mm] \quad (3.25)$$

- Aria secțiunii nete (utile) a creștăturii statorice

$$S_{cr1} = \frac{(b_{cr1v} - 2g_{iz}) + (b_{cr1b} - 2g_{iz})}{2} \cdot (h_{d1} - h_{istm1} - h_{pană} - 2g_{iz}) \quad [mm^2] \quad (3.26)$$

ATENȚIE!!! Dacă au fost corect efectuate calculele

1. diferența dintre b_{d1v} și b_{d1b} rezultă cel mult de ordinul zecimilor de milimetru,
2. valoarea calculată a S_{cr1} este apropiată de cea estimată S'_{cr1} .

Verificări necesare:

Înălțimea jugului statorului este

$$h_{j1} = \frac{D_e - D}{2} - h_{d1} \quad [mm] \quad (3.27)$$

Inducția magnetică în jugul statorului rezultă

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot k_{Fe} \cdot l_g \cdot h_{j1}} [T] \quad (3.28)$$

Valoarea ei admisibilă se încadrează între 1,3 – 1,6 T. Dacă valoarea obținută nu se încadrează între aceste limite, se urmărește modificarea înălțimii jugului statoric fie prin modificarea diametrului exterior (în limite mici), fie prin modificarea înălțimii dintelui (prin modificarea, între limitele impuse, a inducției în dintele statoric), fie, în caz extrem, prin modificarea diametrului interior al statorului.

În Figura 3.7 se prezintă harta inducției magnetice în miezul statoric și rotoric la mașina de inducție considerată ca exemplu în acest capitol în condițiile funcționării ei la sarcină nominală.

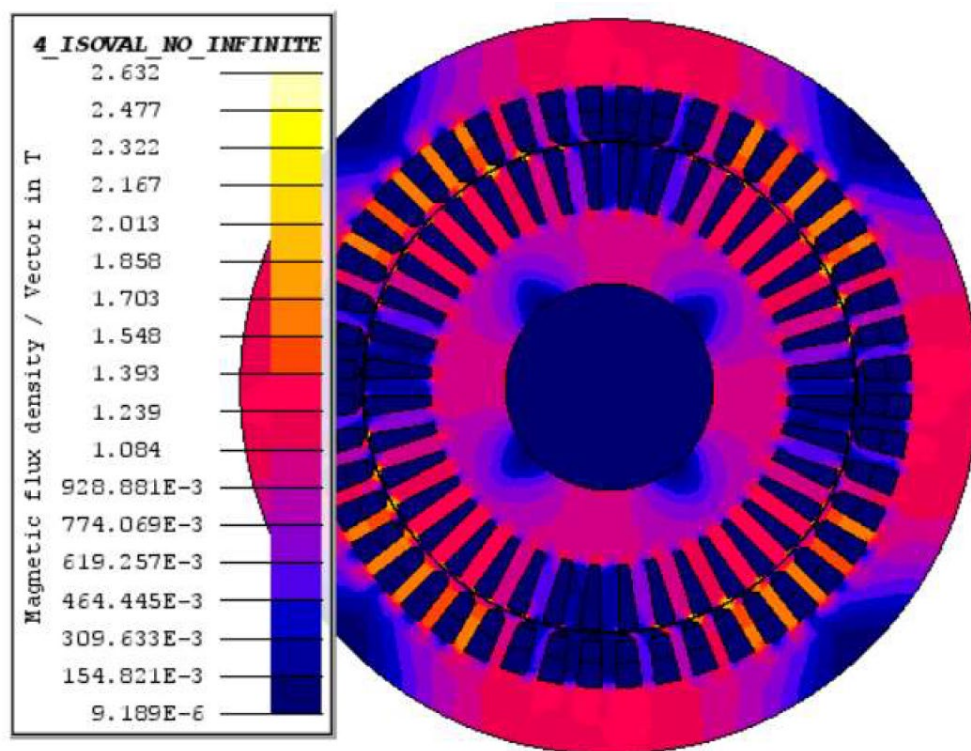


Figura 3.7. Harta inducției magnetice în miezul statoric și rotoric la o mașină de inducție cu $p = 2$, $Z_l = 48$, $q_l = 4$.

4. ÎNFĂȘURĂRILE ȘI CRESTĂTURILE ROTORULUI



Barele rotorului în scurtcircuit (în colivie) din acest proiect sunt realizate din aluminiu. Densitatea de curent din bare J_{2b} se alege între 3 și 5 A/mm², conform indicațiilor de mai jos, unde, ca și în cazul înfășurării statorice, valorile mai mici corespund mașinilor de turație mai mică.

- 3÷5 A/mm² pentru $P_N = 0,8 \div 15$ kW,
- 3÷4,5 A/mm² pentru $P_N = 18,5 \div 75$ kW,
- 2,5÷4 A/mm² pentru $P_N = 90 \div 300$ kW.

Densitatea de curent din inelul de scurtcircuitare J_{2i} se alege între $[0,65 \div 0,8] \cdot J_{2b}$.

E importantă precizarea că, la mașina de inducție cu rotorul în scurtcircuit, numărul de faze din rotor este chiar numărul de bare $m_2 = Z_2$!

Unghiul electric dintre curenții din rotor care circulă prin barele coliviei este

$$\alpha = \frac{2 \cdot \pi \cdot p}{Z_2} [\text{grade}] \quad (4.1)$$

Existența unui număr egal de creștături statorice Z_1 și rotorice Z_2 conduce la fenomenul de lipire la pornire, **astfel că acestea trebuie să fie obligatoriu diferite!** Pentru a evita apariția unor cupluri parazite și a unor forțe tangențiale și radiale (care conduc la trepidații ce sunt periculoase în funcționarea mașinii), valoarea lui Z_2 se determină în funcție de Z_1 , de obicei. Astfel, numărul barelor rotorice, drepte sau înclinate, egal cu cel al creștăturilor Z_2 , se alege în funcție de numărul de poli $2p$ ai mașinii și de numărul de creștături ale statorului Z_1 , din tabelul 4.1. Atât armonicile superioare din curba solenăției (tensiunii magnetomotoare) statorului și rotorului, cât și cele dentare din curba câmpului magnetic din întrefier sunt cauza apariției forțelor parazite. Acțiunea lor asupra rotorului produce cupluri parazite care pot provoca așa-numita ”agățare” a motorului, care duce la o reducere a turației sub valoarea ei nominală.

Schimbarea permanentă a poziției dinților rotorici față de cei statorici este una din cauzele apariției vibrațiilor periodice ale inducției magnetice în aceștia, producându-se astfel diferite fenomene specifice cum sunt sunetul de sirenă etc.

Un mijloc foarte eficient de reducere a cuplurilor parazite îl constituie înclinarea (cu un pas dentar) creștăturilor statorului sau rotorului pe generatoarea armăturii respective. Factorul de înfășurare datorită înclinării (corespunzător fundamentalei t.e.m.) cu un pas dentar al statorului este

$$k_i = \frac{\sin\left(\frac{\alpha}{2} \cdot \frac{b}{t_1}\right)}{\frac{\alpha}{2} \cdot \frac{b}{t_1}} = \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Z_1}\right)}{\frac{\pi \cdot p}{Z_1}} \quad (4.2)$$

unde $\frac{b}{t_2}$ – raportul dintre înclinarea b a creștăturii și pasul creștăturii rotorului (pasul dentar t_2 – se determină în funcție de numărul de bare rotorice).

După alegerea numărului de creștături rotorice, drepte SAU înclinate, se determină pasul dentar al rotorului

$$t_2 = \frac{\pi \cdot D_r}{Z_2} \quad [mm] \quad (4.3)$$

unde

$D_r = D - 2 \cdot \delta$ [mm] este diametrul exterior al rotorului (înspre întrefier).

Tabelul 4.1. Numărul recomandat de creștături rotorice (bare) pentru motoarele de inducție cu rotorul în scurtcircuit.

Nr. perechi poli p	Nr. creștături stator Z_1	Nr. creștături DREPTE ale rotorului Z_2	Nr. creștături ÎNCLINATE ale rotorului Z_2
1	24	32	31, 33, 34, 35
	30	22, 38	20, 21, 23, (24), 37, 39, 40
	36	26, 28, 44, 46	25, 27, 29, 43, 45, 47
	42	32, 34, 50, 52	–
	48	38, 40, 56, 58	59
2	48	34, 38, 56, 58, 62, 64	40, 57, 59
	60	50, 52, 68, 70, 74	48, 49, 51, 56, 64, 69, 71
	72	62, 64, 70, 82, 86	61, 63, 68, 76, 81, 83
3	54	44, 64, 66, 68	42, 43, 65, 67
	72	56, 58, 62, 82, 84, 86, 88	57, 59, 60, 61, 83, 85, 87
	90	74, 76, 78, 80, 100, 102, 104	75, 77, 79, 101, 103, 105
4	48	34, 62	35, 61, 63, 65
	72	58, 86, 88, 90	56, 57, 59, 85, 87, 89
	96	78, 82, 110, 112, 114	79, 80, 81, 83, 109, 111, 113

4.1. Dimensionarea creștăturii rotorului

- În caz general, tensiunea electromotoare (t.e.m.) pe fază rezultă din relația raportului de transformare (când rotorul este în repaus și deschis) cu relația

$$E_2 = U_{20} = E_1 \frac{w_2 \cdot k_{w2}}{w_1 \cdot k_{w1}} = k_E U_1 \frac{w_2 \cdot k_{w2}}{w_1 \cdot k_{w1}} \quad [V] \quad (4.4)$$

Pentru înfășurarea în colivie avem: w_2 (numărul de spire pe fază rotorică) = $\frac{1}{2}$, m_2 (numărul de faze ale rotorului) = Z_2 . Prin urmare, pentru rotorul în scurtcircuit cu creștături drepte, unde k_{w2} (factorul de înfășurare al rotorului) = 1, t.e.m. pe fază (dintr-o bară) este:

$$U_{20} = E_1 \cdot \frac{1}{2 \cdot w_1 \cdot k_{w1}} = \frac{k_E U_1}{2 \cdot w_1 \cdot k_{w1}} \quad [V] \quad (4.5)$$

respectiv pentru rotorul în scurtcircuit cu creștături înclinate, unde $k_{w2} = k_i$ este determinat cu relația (4.2), t.e.m. pe fază (dintr-o bară) este:

$$U_{20} = E_1 \cdot \frac{1}{2 \cdot w_1 \cdot k_{w1}} = \frac{k_E \cdot U_1 \cdot k_i}{2 \cdot w_1 \cdot k_{w1}} \quad [V] \quad (4.6)$$

Valoarea tensiunii din rotor este de sub 5 V.

2. În general, curentul pe fază din rotor se determină, cu relația

$$I_2 = k_I \frac{m_1 w_1 \cdot k_{w1}}{m_2 w_2 \cdot k_{w2}} I_N \quad [A] \quad (4.7)$$

în care k_I este factorul care ia în calcul curentul de magnetizare al mașinii, datorită căruia solenațiile statorică și rotorică nu sunt egale. Valorile acestui coeficient, în funcție de valoarea factorului de putere estimat inițial la începutul calculului, sunt indicate în Figura 4.1.

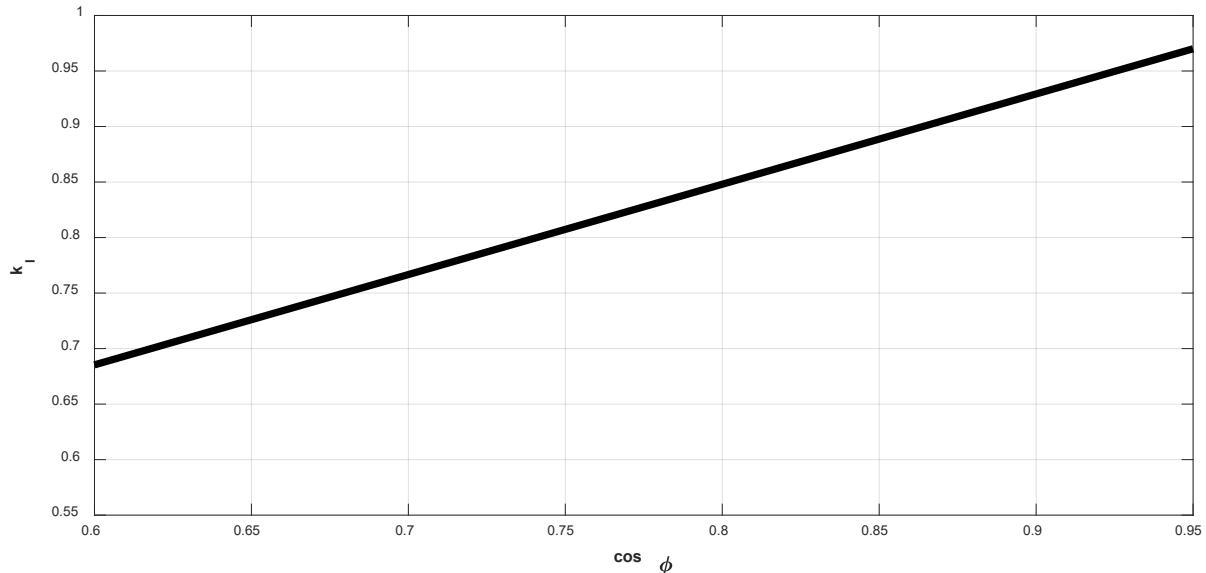


Figura 4.1. Variația k_I , folosit la calculul curentului din rotor.

Pentru rotorul în scurtcircuit, curentul pe fază este chiar curentul prin bară, cu valori de sute de amperi. În continuare se va folosi DOAR relația corespunzătoare tipului de bare ales, drepte sau înclinate.

Pentru creștături drepte acesta se calculează cu relația

$$I_b = k_I \frac{2m_1 w_1 \cdot k_{w1}}{Z_2} I_N \quad [A] \quad (4.8)$$

iar pentru creștături înclinate cu relația

$$I_b = k_I \frac{2m_1 w_1 \cdot k_{w1}}{Z_2 \cdot k_i} I_N \quad [A] \quad (4.9)$$

Curentul în inelul de scurtcircuitare al coliviei se calculează ca fiind

$$I_i = \frac{I_b}{2 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot p}{Z_2}\right)} \quad [A] \quad (4.10)$$

3. Secțiunea barei rotorice se calculează în funcție de densitatea de curent J_2 stabilită anterior

$$s_b = \frac{I_b}{J_{2b}} \quad [mm^2] \quad (4.11)$$

iar secțiunea inelului de scurtcircuitare se obține în mod similar:

$$s_i = \frac{I_i}{J_{2i}} \quad [mm^2] \quad (4.12)$$

4.2. Dimensionarea analitică a creștăturii rotorice trapezoidale

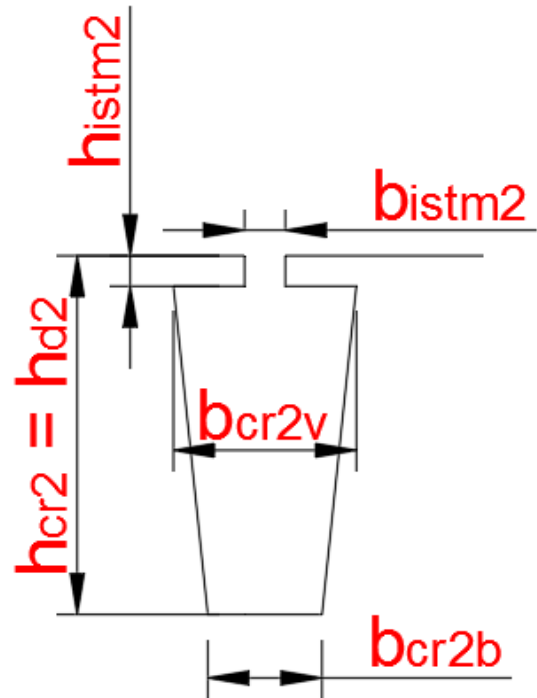


Figura 4.2. Detaliu cu creștăturile și jugul rotorului.

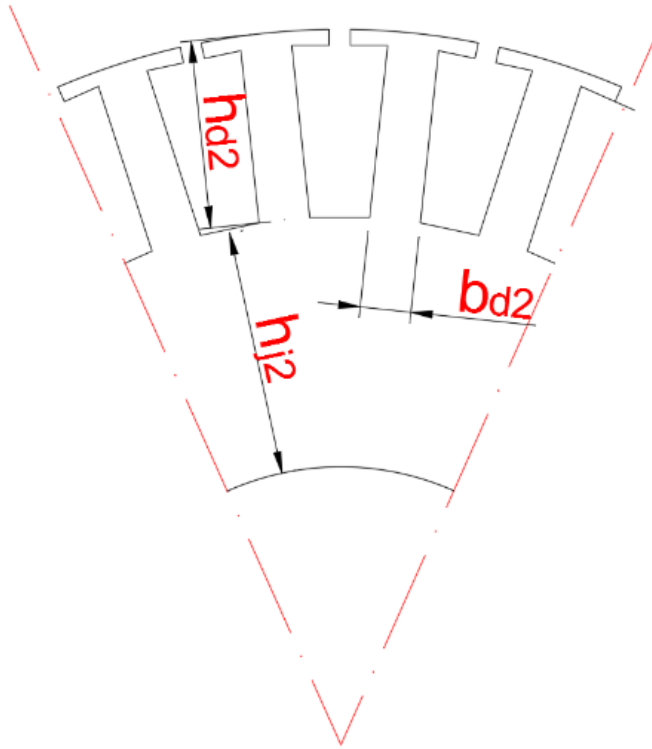


Figura 4.3. Dimensiunile creștăturii rotorice.

Creștătura folosită în acest proiect are o secțiune trapezoidală astfel încât să obținem dinți cu pereți paraleli, în mod similar cu miezul statoric. Lățimea istmului creștăturii rotorului, b_{istm2} , se alege între 1 și 2 mm, iar înălțimea lui, h_{istm2} , între 0,8 și 1,5 mm.

Se determină lățimea constantă a dintelui rotoric

$$b_{d2} = \frac{t_2 \cdot l_g \cdot B_\delta}{k_{Fe} \cdot l_g \cdot B_{d2}} = \frac{t_2 \cdot B_\delta}{k_{Fe} \cdot B_{d2}} \quad [mm] \quad (4.13)$$

unde $k_{Fe} = 0,95$ – (coeficientul de împachetare), pentru tablă de grosime 0,5 mm, laminată la rece cu cristale neorientate și izolată cu peliculă fină de lac,

B_{d2} – valoarea medie a inducției magnetice în dintele rotorice cu pereți paraleli, care se alege în intervalul $1,5 \div 1,8$ T.

- Lățimea creștăturii (barei) rotorice la vârful creștăturii trapezoidale

$$b_{cr2v} = \frac{\pi}{Z_2} \cdot (D_r - 2h_{istm2}) - b_{d2} \quad [mm] \quad (4.14)$$

- Înălțimea creștăturii rotorice

$$h_{cr2} = h_{d2} = \frac{Z_2}{2\pi} \left(b_{cr2v} - \sqrt{b_{cr2v}^2 - \frac{4\pi}{Z_2} s_b} \right) + h_{istm2} \quad [mm] \quad (4.15)$$

- Lățimea creștăturii rotorice la baza creștăturii trapezoidale

$$b_{cr2b} = b_{cr2v} - \frac{2\pi}{Z_2} (h_{cr2} - h_{istm2}) \quad [mm] \quad (4.16)$$

- Lățimea dintelui rotorice la vârful creștăturii trapezoidale

$$b_{d2v} = \frac{\pi}{Z_2} \cdot (D_r - 2h_{istm2}) - b_{cr2v} \quad [mm] \quad (4.17)$$

- Lățimea dintelui rotorice la baza creștăturii trapezoidale

$$b_{d2b} = \frac{\pi}{Z_2} \cdot (D_r - 2h_{d2}) - b_{cr2b} \quad [mm] \quad (4.18)$$

- Aria secțiunii nete (utile) a creștăturii statorice

$$s_b = \frac{(b_{cr2v} + b_{cr2b})}{2} \cdot (h_{cr2} - h_{istm2}) \quad [mm^2] \quad (4.19)$$

Verificări necesare:

Înălțimea jugului rotorice se determină pornind, ca și la stator, de la menținerea în limitele admise a inducției magnetice în jug.

Astfel se impune valoarea lui B_{j2} între 1,2 și 1,6 T și se obține înălțimea de calcul (preliminară) a jugului rotorice h'_{j2} .

$$h'_{j2} = \frac{\emptyset}{2 \cdot k_{Fe} \cdot l_g \cdot B_{j2}} \quad [mm] \quad (4.20)$$

Folosind valoarea astfel obținută se va calcula diametrul interior al rotorului:

$$D_{ir} = D_r - 2 \cdot (h_{d2} + h'_{j2}) \quad [mm] \quad (4.21)$$

Valoarea obținută trebuie să fie mai mare decât diametrul arborelui (axului) rotorice

$$d_{ax} = d_{cap_ax} + 10 \quad [mm] \quad (4.22)$$

unde diametrul capului de ax d_{cap_ax} se găsește în tabelul următor, dat în funcție de puterea mașinii și de numărul de perechi de poli (cunoscând puterea mecanică nominală și turația de sincronism, se poate calcula valoarea cuplului nominal, de care depinde în mod direct diametrul capului de ax).

Tabelul 4.2. Diametrele capului de ax al mașinii de inducție în funcție de puterea nominală și numărul de perechi de poli.

Diametrul d_{cap_ax} [mm]	Puterea nominală P_N [kW] admisă pentru d_{cap_ax} [mm] la motoarele cu			
	$p = 1$	$p = 2$	$p = 3$	$p = 4$
10	1,5 – 2,2	1,1 – 1,5	0,75 – 1,1	0,45 – 0,55
14	3 – 4	2,2 – 4	1,5 – 2,2	0,75 – 1,5
18	5,5 – 7,5	5,5 – 7,5	3 – 5,5	2,2 – 3
24	11 – 18,5	11 – 15	7,5 – 11	4 – 7,5
27	22	18,5 – 22	15	11
30	30 – 45	30	18,5 – 22	15
34	55	37 – 45	30	18,5 – 22
39	75 – 132	55	37	30
49	160 – 250	75 – 90	45 – 55	37 – 45
58	315	110 – 160	75 – 132	55 – 110
66	-	200 – 250	160 – 200	132 – 160

Dacă această condiție nu este îndeplinită se urmărește modificarea înălțimii jugului rotorului fie prin creșterea inducției în jug, fie prin modificarea înălțimii dintelui rotorului (prin modificarea, între limitele impuse, a inducției în acesta), fie, în caz extrem, prin modificarea diametrului interior al statorului.

De regulă, din motive tehnologice, valoarea lui D_{ir} se rotunjește din 5 în 5 mm, sau se încadrează în gama de ștanțe bloc existente în întreprinderea respectivă.

De aceea, după definitivarea valorii lui D_{ir} este necesară recalcularea și verificarea încadrării în limite a inducției magnetice în jugul rotorului.

Astfel

$$h_{j2} = \frac{D_r - D_{ir}}{2} - h_{d2} \text{ [mm]} \quad (4.23)$$

iar valoarea inducției în jugul rotorului, care devine

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2 \cdot k_{Fe} \cdot l_g \cdot h_{j2}} \text{ [T]} \quad (4.24)$$

trebuie să se încadreze în limitele admise, menționate anterior.

5. CALCULUL CURENTULUI DE MAGNETIZARE

Tensiunea magnetomotoare (t.m.m.) U_{mm} într-un circuit magnetic se determină, în mod similar cu tensiunea electrică într-un circuit electric serie, ca sumă a tensiunilor magnetice (t.m.) ale porțiunilor distincte de circuit magnetic. În cazul mașinii de inducție, există 5 astfel de porțiuni: întrefierul, dinții statorici și rotorici, jugul statoric și rotoric. O linie de câmp magnetic parcurge o dată jugul statoric, de 2 ori dinții statorici, 2 ori întrefierul, de 2 ori dinții rotorici și o dată jugul rotoric (vezi Figura 3.4 de la „Înfășurarea și creștăturile statorului”).

În caz general

$$U_{mm} = H \cdot l \quad [A] \quad (5.1)$$

unde

H – intensitatea câmpului magnetic, în A/cm

l – lungimea porțiunii de circuit considerate, în cm .

Pentru calculul t.m.m. în porțiunile de miez feromagnetic, valoarea lui H se alege în funcție de B (inducție), de pe curba de magnetizare a materialului considerat. În cazul de față se va utiliza *Curba de magnetizare* $B = f(H)$ pentru tabla cu $p10/50 = 2,6 [W/kg]$ dată în Figura 5.1.

În general, în cazul calculului t.m.m. în aer,

$$H = \frac{B}{\mu_0} \quad \left[\frac{A}{m} \right] \quad (5.2)$$

Pentru mașina de inducție, calculul t.m.m. pe porțiunile circuitului magnetic se face astfel:

A. T.m.m. a întrefierului

Într-o mașină electrică în care înfășurările sunt plasate în creștături întrefierul este variabil. Prin urmare, în calcule se va folosi un întrefier echivalent, mai mare decât cel real, constant pe toată circumferința mașinii. În acest sens se definește coeficientul întrefierului (coeficientul lui Carter), supraunitar (de obicei, mai mic decât 2 la mașinile cu creștături), care depinde de deschiderea creștăturilor și de mărimea întrefierului.

Pentru mașina de inducție cu creștături pe ambele armături, coeficientul total este:

$$k_C = k_{C1} \cdot k_{C2} \quad (5.3)$$

Coeficienții lui Carter pentru stator k_{C1} și pentru rotor k_{C2} se calculează cu relația

$$k_{C1,2} = \frac{t_{1,2}}{t_{1,2} - \gamma_{1,2} \cdot \delta} \quad (5.4)$$

unde

$$\gamma_{1,2} = \frac{\left(\frac{b_{istm1,2}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{istm1,2}}{\delta}} \quad (5.5)$$

în care

$t_{1,2}$ – pasul dentar al statorului, respectiv al rotorului, în mm ,

$b_{istm1,2}$ – deschiderea creștăturii (sau a istmului), statorului, respectiv rotorului (notate cu a_s , respectiv b_0 în unele îndrumări), în mm .

Toate dimensiunile geometrice trebuie exprimate în aceleași unități de măsură!!!

Astfel, valoarea tensiunii magnetice a întrefierului se calculează cu formula

$$U_{m\delta} = 2 \cdot \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot \delta' \cdot 10^{-3} = 2 \cdot \frac{B_\delta}{\mu_0} \cdot k_C \cdot \delta \cdot 10^{-3} \quad [A] \quad (5.6)$$

unde

$\delta' = k_C \cdot \delta$ – întrefierul echivalent, în mm ,

B_δ – inducția maximă în întrefier, în T ,

δ – lungimea întrefierului, în mm ,

μ_0 – permeabilitatea magnetică a aerului, egală cu $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} H/m$,

k_C – coeficientul lui Carter

B. T.m.m. a dinților statorului, respectiv ai rotorului

$$U_{md1,2} = 2 \cdot H_{d1,2} \cdot h_{d1,2} \cdot 10^{-1} \quad [A] \quad (5.7)$$

unde

$H_{d1,2}$ – intensitatea câmpului magnetic în dintele statorului, respectiv al rotorului, în A/cm

$h_{d1,2}$ – înălțimea dintelui statoric, respectiv rotoric, în mm

În acest caz, în care dinții statorului, respectiv ai rotorului, sunt cu pereți paraleli ($b_{d1,2} = \text{constant}$), $H_{d1,2}$ se alege de pe curba de magnetizare anterior amintită în funcție de valoarea lui $B_{d1,2}$.

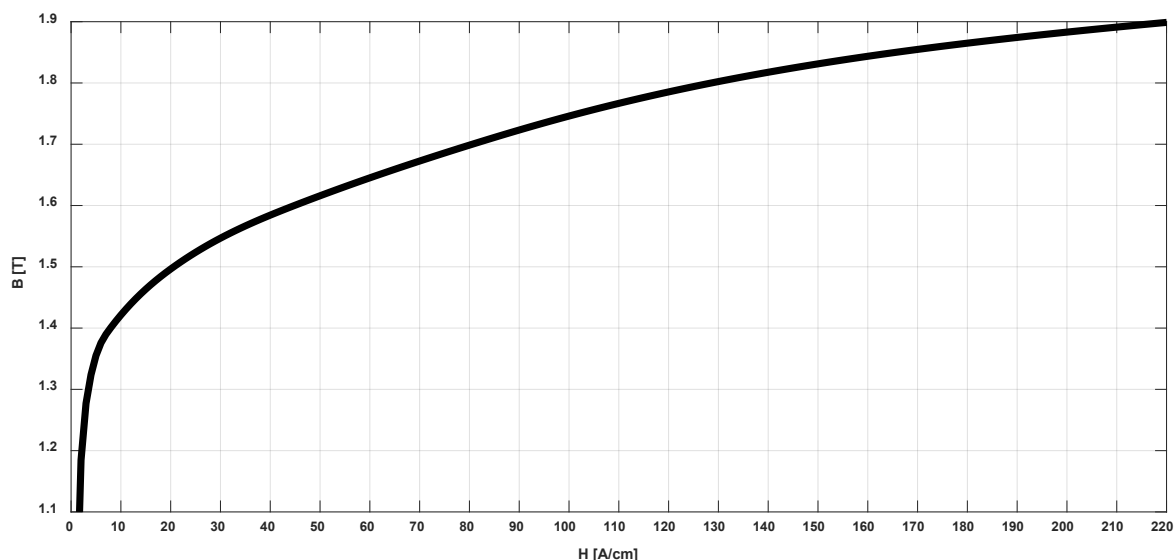


Figura 5.1. Curba de magnetizare $B = f(H)$ pentru tabla cu $p10/50 = 2,6$ [W/kg].

Verificarea coeficientului parțial de saturație magnetică

Pe baza valorilor calculate se determină

$$k_{sd} = \frac{U_{m\delta} + U_{md1} + U_{md2}}{U_{m\delta}} \quad (5.8)$$

Valoarea obținută trebuie să fie apropiată de cea estimată inițial, în funcție de care s-au ales α_i și k_B . Dacă diferența depășește valoarea de 25% (caz în care și noile valori ale lui α_i și k_B ar fi foarte diferite de cele alese inițial), va trebui să se recalculeze fluxul Φ și inducțiile (în special B_δ), considerând modificările apărute.

C. **T.m.m. a jugului statoric, respectiv rotoric**, pentru o pereche de poli:

$$U_{mj1,2} = \zeta_{j1,2} \cdot H_{j1,2} \cdot L_{j1,2} [A] \quad (5.9)$$

unde

$\zeta_{l,2}$ – coeficienți prin care se ține seama că inducția în jug, în lungul liniei $L_{j1,2}$, nu este constantă; ea are o valoare maximă la mijlocul distanței dintre poli și se micșorează către ambele axe ale polilor; se aleg din tabelul de mai jos.

Tabelul 5.1. Valorile coeficienților $\zeta_{l,2}$ în funcție de valorile inducției din jug.

B_j	0,2	0,4	0,6	0,8	1	1,2	1,4	1,5	1,6	1,8
ζ	0,65	0,625	0,62	0,605	0,57	0,5	0,4	0,35	0,3	0,25

$H_{j1,2}$ – intensitatea câmpului magnetic în jugul statorului, respectiv rotorului, în A/cm , se determină similar cu $H_{d1,2}$.

$L_{j1,2}$ – lungimea medie a liniei de câmp în jugul statorului, respectiv rotorului, în mm .

$$L_{j1} = \frac{\pi \cdot (D_e - h_{j1})}{2 \cdot p \cdot 10} \quad (5.10)$$

$$L_{j2} = \frac{\pi \cdot (D_{ir} + h_{j2})}{2 \cdot p \cdot 10} \quad (5.11)$$

După cum se poate vedea în Figura 2.4, densitatea maximă a liniilor de câmp în ambele juguri (stator și rotor) este maximă în axa dintre poli și minimă în axele polilor. Se poate observa, de asemenea, că repartiția liniilor de câmp pe deschiderea unui pas polar este în funcție de gradul de saturație a jugului, adică de valoarea inducției magnetice în jug.

T.m.m. a circuitului magnetic, pe o pereche de poli, este:

$$U_{mcirc} = U_{m\delta} + U_{md1} + U_{md2} + U_{mj1} + U_{mj2} [A] \quad (5.12)$$

pentru care rezultă coeficientul total de saturație magnetică

$$k_s = \frac{U_{mcirc}}{U_{m\delta}} \quad (5.13)$$

Valoarea eficace a componentei reactive I_μ a curentului de funcționare în gol a motorului de inducție, denumită curentul de magnetizare, se determină pe baza legii circuitului magnetic aplicată unui contur închis al liniei de câmp, avându-se în vedere numai armonica fundamentală a solenației de magnetizare conform căreia

$$I_\mu = \frac{p \cdot U_{mcirc}}{0,9 \cdot m \cdot w_1 \cdot k_{w1}} [A] \quad (5.14)$$

Are relevanță și valoarea procentuală a curentului de magnetizare

$$I_\mu \% = \frac{I_\mu}{I_{1N}} \cdot 100 [\%] \quad (5.15)$$

având în vedere că, în mod uzual

$$I_\mu \% = 25 \div 50\%,$$

Valorile mai mici corespund mașinilor cu număr de poli mic (turație mare), iar valorile mari celor cu număr de poli mare (turație mică).

6. CALCULUL PARAMETRILOR ÎNFĂȘURĂRILOR MAȘINII DE INDUCȚIE

Pentru a obține caracteristicile de funcționare ale mașinii de inducție se vor calcula parametrii pe fază ai înfășurărilor statorice și rotorice: rezistențele, reactanțele de scăpări și reactanța utilă a înfășurărilor statorului.

Înfășurările statorului și rotorului depind de puterea, tipul constructiv și destinația mașinii. Totuși, trebuie subliniat că acest mers de proiectare are în vedere doar:

- o mașină de inducție cu rotorul în scurtcircuit,
- înfășurările statorului sunt realizate din conductor rotund, cu pas scurtat (în dublu strat), fiind plasate în creștăturile trapezoidale ale miezului statoric.

Valoarea rezistenței și reactanței de scăpări se va calcula pe o fază a statorului, respectiv rotorului. Pentru obținerea valorii rezistenței se utilizează formula bine cunoscută

$$R = \rho \cdot \frac{L}{S} \quad [\Omega]$$

în care ρ este rezistivitatea electrică a materialului din care este realizat conductorul, iar L și S sunt parametrii conductorului, anume lungimea, respectiv secțiunea acestuia.

a) *Rezistența pe fază a înfășurării statorului* se calculează cu relația

$$R_1 = \rho_{\vartheta} \cdot \frac{L_1}{S_{Cu1} \cdot a_1} \quad [\Omega] \quad (6.1)$$

unde

L_1 – lungimea totală a conductoarelor unei faze și a unei căi de curent, în m :

$$L_1 = \frac{2 \cdot w_1 \cdot l_{wmed1}}{1000} \quad [m] \quad (6.2)$$

în care

w_1 – numărul de spire pe o fază și o cale de curent a înfășurării statorului, obținut în etapa de dimensionare a elementelor statorului,

l_{wmed1} – lungimea medie a unei jumătăți de spiră a statorului, a cărei determinare va fi prezentată în cele ce urmează, în mm ,

- S_{Cu1} – secțiunea efectivă a conductorului real, în mm^2 , obținut în etapa de dimensionare a elementelor statorului,
- a_1 – numărul de căi de curent pentru o fază a statorului,
- ρ_ϑ – rezistivitatea materialului conductorului la temperatura de funcționare ϑ , în $\Omega \cdot mm^2/m$. Pentru cupru electrolitic, din care se confecționează înfășurarea statorului, la temperatura de $20^\circ C$,

$$\rho_{20} = \frac{1}{56} = 0,01784 \left[\Omega \cdot \frac{mm^2}{m} \right]$$

Temperatura de funcționare ϑ este stabilită, conform STAS 1893-78, în funcție de clasa de izolație a înfășurării. Pentru clasa de izolație F, considerată aici, $\vartheta = 115^\circ C$:

$$\rho_{115} = 1,38 \cdot \rho_{20} = \frac{1,38}{56} = 0,02464 \left[\Omega \cdot \frac{mm^2}{m} \right]$$

Din cele menționate anterior reiese că pentru a putea calcula valoarea rezistenței pe faza statorului va trebui să aflăm lungimea unei jumătăți de spiră l_{wmed1} . Această valoare se obține ținând cont că fiecare spiră are două părți: una activă, plasată în creștătură, pe toată lungimea l_g , în mm, a mașinii, și cea care iese din creștătură, numită parte frontală a capetelor bobinei, a cărei lungime medie este l_{f1} , în mm. Astfel

$$l_{wmed1} = l_g + l_{f1} \quad [mm] \quad (6.3)$$

Ca și considerație generală, având în vedere și cele expuse la dimensionarea statorului, înfășurarea statorului poate fi realizată într-unul sau două straturi.

Înfășurările într-un strat pot fi:

- Cu bobine concentrice (inegale), care sunt de trei feluri, în funcție de forma și dispunerea capetelor frontale: cu capetele așezate în două sau trei etaje, respectiv cu capetele grupelor de q bobine, de aceeași formă, dispunerea lor făcându-se în coroană.
- Cu bobine egale

Înfășurările în două straturi pot fi:

- Cu bobine din conductor rotund (sârmă rotundă) sau ”bobine moi”, care se folosesc numai la mașinile de joasă tensiune și care sunt de trei feluri, în funcție de forma capetelor: cu capetele bobinelor rotunde (circulare), cu bobine dreptunghiulare (utilizate în special la mașinile de putere mică sau cu q mic) sau cu bobine trapezoidale.
- Cu bobine din conductor profilat, folosite mai ales la mașinile de înaltă tensiune.

După cum s-a menționat la dimensionarea statorului, referirile din cadrul acestui document sunt doar la mașinile de inducție cu creștături trapezoidale și conductoare rotunde (sârmă), cu pas scurtat.

Prin urmare, calculul lungimii unei jumătăți de spirală va fi prezentat doar pentru mașinile de inducție cu înfășurări în două straturi, cu bobine din conductor rotund, cu capetele bobinelor rotunde. Pentru a calcula lungimea capetelor frontale se va folosi Figura 6.1. Lungimea frontală a capătului de bobină se determină cu relația (6.4)

$$l_{f1} = \pi \cdot R_m \pm 2B \quad [mm] \quad (6.4)$$

unde cota B reprezintă poziția razei medii R_m a grupului de q bobine față de extremitatea pachetului de tole și are semnul (+), respectiv (–), când este în exteriorul, respectiv interiorul pachetului de tole. Valorile lui B pentru diferite numere de perechi de poli, obținute pe baza experienței în execuție, sunt date în Tabelul 6.1. Valoarea pasului dentar mediu statoric t_{med} se calculează cu

$$t_{med} = \frac{\pi \cdot (D + h_{cr1})}{Z_1} \quad [mm]$$

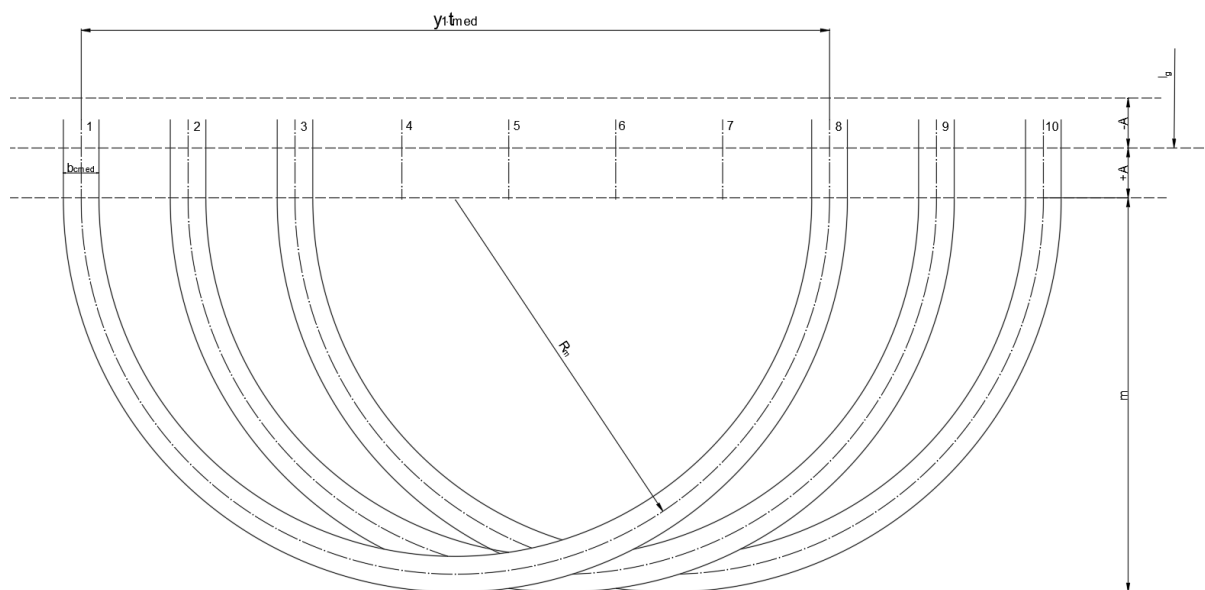


Figura 6.1. Capetele de bobină rotunde pentru înfășurarea statorică din sârmă rotundă, în două straturi ($q = 3$).

Tabelul 6.1. Valorile cotei A în funcție de numărul de perechi de poli p ai mașinii.

p	1	2	3	4
$\pm B$ [mm]	–40	–35	0	+25

b) *Rezistența pe fază a înfășurării rotorului*

Pentru calculul acesteia trebuie să se aibă în vedere următoarele considerente:

- După cum s-a menționat la dimensionarea rotorului, numărul de faze ale rotorului $m_2 = Z_2$, prin urmare o bară reprezintă o fază și curentul de fază I_2 este același cu curentul prin bară I_b ,
- La rezistența barei R_b se adaugă rezistența porțiunilor de inel de scurtcircuitare aferente barei considerate R_i . Pentru aceasta se consideră că puterea activă pe fază este compusă din puterea activă pe bară și cea de pe inelele de scurtcircuitare corespunzătoare:

$$R_2 I_2^2 = R_b I_b^2 + 2 R_i I_i^2 \quad (6.5)$$

Având în vedere că $I_2 = I_b$ și ținând cont de relația (3.10) de la dimensionarea rotorului, rezistența pe faza rotorului în scurtcircuit se scrie ca

$$R_2 = R_b + \frac{R_i}{2 \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot p}{Z_2} \right)} \quad [\Omega] \quad (6.6)$$

unde

$$\begin{aligned} R_b &= \rho_b \cdot \frac{L_b}{1000 \cdot s_b} \quad [\Omega] \\ R_i &= \rho_i \cdot \frac{L_i}{1000 \cdot s_i} \quad [\Omega] \end{aligned} \quad (6.7)$$

în care ρ_b, ρ_i – rezistivitățile barei, respectiv inelului, în $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$, la temperatura $\vartheta = 115^\circ\text{C}$, pentru clasa de izolație F. Pentru aluminiu, din care se confecționează barele și inelul rotorului, la temperatura de 20°C ,

$$\rho_{20} = \frac{1}{32} = 0,031 \left[\Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \right]$$

Pentru clasa de izolație F, considerată aici, $\vartheta = 115^\circ\text{C}$:

$$\rho_{115} = 1,38 \cdot \rho_{20} = \frac{1,38}{32} = 0,043125 \left[\Omega \cdot \frac{\text{mm}^2}{\text{m}} \right]$$

unde

s_b, s_i – secțiunea barei, respectiv a inelului, în mm^2 (calculate la dimensionarea rotorului), în mm^2 ,

L_b, L_i – lungimea barei, respectiv a porțiunii de inel, în mm .

Lungimea barei depinde de poziția inelului de scurtcircuitare față de miezul feromagnetic, acesta putând fi lipit sau depărtat de miez.

În cadrul acestui proiect se va considera inelul lipit de miez, astfel că $L_b = l_g$. Lungimea porțiunii de inel de scurtcircuitare corespunzătoare unei bare rotorice se calculează cu relația

$$L_i = \frac{\pi \cdot D_{i.sc}}{Z_2} \quad [mm] \quad (6.8)$$

unde

$D_{i.sc}$ – diametrul mediu al inelului de scurtcircuitare al coliviei rotorice, care se calculează cu relația

$$D_{i.sc} = D_r - h_{i.sc} \quad [mm] \quad (6.9)$$

unde

$h_{i.sc}$ – înălțimea inelului de scurtcircuitare al coliviei rotorice, care se calculează cu relația

$$h_{i.sc} = h_{d2} + (5 \div 10) \quad [mm] \quad (6.10)$$

($5 \div 10$ înseamnă orice valoare din acest interval!)

Lățimea inelului de scurtcircuitare al coliviei rotorice este

$$b_{i.sc} = \frac{S_i}{h_{i.sc}} \quad [mm] \quad (6.11)$$

c) *Determinarea reactanțelor înfășurărilor statorului* se face conform indicațiilor de mai jos.

Fluxul magnetic total care înlanțuie un circuit al mașinii, de exemplu cel al statorului, Φ_l , are două componente: una care înlanțuie și celelalte circuite ale mașinii (ale rotorului), numită și flux magnetic util, și una care nu înlanțuie și alte circuite, ci numai spirele proprii, închizându-se prin aer, numit flux magnetic de scăpări.

Fiecărui flux îi corespunde o reactanță care intervine atât în ecuațiile de funcționare, cât și în calculul caracteristicilor mașinii:

- Reactanța utilă, sau de magnetizare X_m
- Reactanța de scăpări $X_{\sigma l}$.

Liniile câmpului magnetic de scăpări sunt contururi închise în jurul conductoarelor parcurse de curentul care produce câmpul menționat. Ele se închid pe mai multe căi:

- prin întrefier
- între capetele dinților celor două armături\
- în jurul capetelor frontale ale bobinelor

O altă componentă a câmpului de scăpări o reprezintă acel câmp care corespunde diferenței dintre câmpul real din întrefier (care rezultă prin compunerea câmpurilor statoric și rotorice) și cel corespunzător armonicii fundamentale a inducției magnetice în întrefier. Acestea sunt numite scăpări diferențiale sau suplimentare.

Reactanța de scăpări se va calcula pe baza expresiei permeanțelor geometrice specifice (adimensionale). în funcție de elemente caracteristice fiecărei componente a fluxului de scăpări. Se reamintește că *permeanța este raportul dintre fluxul magnetic ce trece printr-un circuit magnetic și tensiunea magnetică din lungul circuitului, adică inversul reluctanței*.

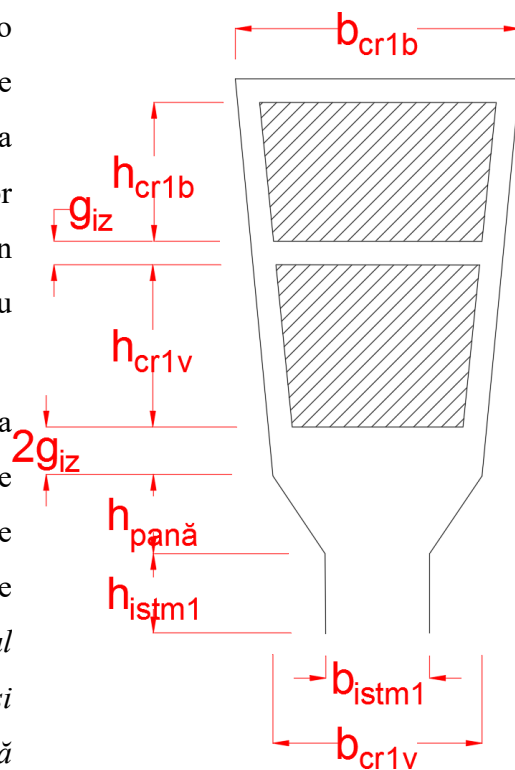


Figura 6.2. Detaliu al creștăturii statorice cu două straturi de înfășurare.

La mașinile cu întrefier mic, cum sunt cele de inducție, permeanța geometrică specifică a scăpărilor la capetele dinților se consideră egală cu 0, atât la stator, cât și la rotor, pentru că scăpările de la dinte la dinte intră în scăpările diferențiale ale celor două armături.

Așa cum s-a arătat până acum, înălțimea dintelui statoric, respectiv rotorice, este aceeași cu înălțimea creștăturii statorice, respectiv rotorice: $h_{d1} = h_{cr1}$ și $h_{d2} = h_{cr2}$.

- Determinarea reactanțelor înfășurării statorice:

Se calculează lățimea creștăturii statorice în planul de separație dintre cele două straturi

$$b_{cr1m} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot (b_{cr1v}^2 + b_{cr1b}^2)} \quad [mm] \quad (6.12)$$

Înălțimea stratului superior (dinspre vârful creștăturii)

$$h_{cr1v} = \frac{b_{cr1m} - b_{cr1v}}{b_{cr1b} - b_{cr1v}} \cdot (h_{cr1} - h_{istm1} - h_{pana} - 4 \cdot g_{iz}) \quad [mm] \quad (6.13)$$

Înălțimea stratului inferior (dinspre baza creștăturii)

$$h_{cr1b} = \frac{b_{cr1b} - b_{cr1m}}{b_{cr1b} - b_{cr1v}} \cdot (h_{cr1} - h_{istm1} - h_{pana} - 4 \cdot g_{iz}) \quad [mm] \quad (6.14)$$

Coeficienții care intervin în calculul permeanței specifice a creștăturii statorice corespunzător contribuției celor 2 straturi

$$K_{cu} = 6 \cdot \frac{p \cdot y_1}{z_1} + 1,67, \quad K_h = 6 \cdot \frac{p \cdot y_1}{z_1} + 1$$

- Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură

$$\lambda_{cr1} = \frac{1}{4} \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot \frac{h_{cr1b}}{b_{cr1b} + b_{cr1m}} + \frac{g_{iz}}{b_{cr1m}} + K_{cu} \cdot \frac{h_{cr1v}}{b_{cr1m} + b_{cr1v}} \right) + \frac{1}{4} \cdot K_h \cdot \left(\frac{h_{pana} + 2 \cdot g_{iz}}{b_{cr1v}} + \frac{2 \cdot h_{pana}}{b_{cr1v} + b_{istm1}} + \frac{h_{istm1}}{b_{istm1}} \right) \quad (6.15)$$

unde

$$k'_\beta = \frac{1 + 3 \cdot \beta_y}{4} k_\beta = \frac{1}{4} + \frac{3}{4} \cdot k'_\beta \beta_y = \frac{y_1}{y_\tau}$$

iar semnificația mărimilor geometrice este dată în desenul de mai sus.

- Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale:

$$\lambda_{d1} = \frac{t_1}{11,9} \cdot \frac{k_{w1}^2}{K_c \cdot \delta} \quad (6.16)$$

unde toate mărimile geometrice se introduc în *mm*.

- Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale:

$$\lambda_{f1} = 0,34 \cdot \frac{q_1}{l_g} \cdot (l_{f1} - 0,64 \cdot \tau) \quad (6.17)$$

unde l_{f1} – lungimea medie a părții frontale a bobinei, determinată anterior.

Toate dimensiunile geometrice se introduc în *mm*.

- Expresia reactanței de scăpări pentru înfășurarea statorului mașinii de inducție est

$$X_{\sigma 1} = 0,158 \cdot f_1 \cdot w_1^2 \cdot \frac{l_g}{p \cdot q_1} \cdot 10^{-7} \cdot (\lambda_{cr1} + \lambda_{d1} + \lambda_{f1}) \quad [\Omega] \quad (6.18)$$

unde f_1 – frecvența tensiunii de alimentare,

l_g – lungimea geometrică se exprimă în *mm*.

- Determinarea reactanțelor coliviei rotorice:

- Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în creștătură:

$$\lambda_{cr2} = \left(\frac{h_{cr2} - h_{istm2}}{3 \cdot b_{cr2}} + \frac{h_{istm2}}{b_{istm2}} \right) \quad (6.19)$$

unde

b_{cr2} – lățimea medie a creștăturii rotorice

$$b_{cr2} = \frac{b_{cr2v} + b_{cr2b}}{2}$$

- Permeanța geometrică specifică a scăpărilor diferențiale:

$$\lambda_{d2} = \frac{t_2}{11,9} \cdot \frac{1}{K_C \cdot \delta} \quad (6.20)$$

- Permeanța geometrică specifică a scăpărilor în părțile frontale:

$$\lambda_{f2} = \frac{2,3 \cdot D_{i.sc}}{4 \cdot Z_2 \cdot l_g \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi \cdot p}{Z_2} \right)} \cdot \log \left(\frac{4,7 \cdot D_{i.sc}}{h_{i.sc} + 2 \cdot b_{i.sc}} \right) \quad (6.21)$$

unde mărimile au semnificațiile de mai sus.

- Expresia reactanței de scăpări pentru rotorul în scurtcircuit este

$$X_{\sigma 2} = 7,9 \cdot f_1 \cdot l_g \cdot 10^{-9} \cdot (\lambda_{cr2} + \lambda_{d2} + \lambda_{f2}) \quad [\Omega] \quad (6.22)$$

unde f_1 – frecvența tensiunii de alimentare, în Hz,

l_g – lungimea geometrică se exprimă în mm.

Reactanța utilă, sau de magnetizare, a înfășurării statorului X_m se determină din schema echivalentă a mașinii de inducție, Figura 6.3, neglijând rezistența statorului

$$X_m \approx \frac{U_1 - I_\mu \cdot X_{\sigma 1}}{I_\mu} \quad [\Omega] \quad (6.23)$$

- Raportarea parametrilor rotorului la stator

Factorul de raportare a înfășurării în scurtcircuit la stator este

$$K = \frac{12 \cdot (w_1 \cdot k_{w1})^2}{Z_2} \quad (6.24)$$

Rezistența și reactanța de scăpări ale rotorului raportate la stator sunt:

$$R'_2 = K \cdot R_2 \quad [\Omega] \quad X'_{\sigma 2} = K \cdot X_{\sigma 2} \quad [\Omega] \quad (6.25)$$

Observații:

1. Exprimarea parametrilor rotorului raportați la stator prezintă avantajul de a compara parametrii celor două armături. Se poate observa că valorile raportate ale parametrilor rotorului sunt apropiate de cele ale statorului: R'_2 este apropiat de R_1 , iar $X'_{\sigma 2}$ este apropiat de $X_{\sigma 1}$.
2. Valorile reactanțelor sunt, de obicei, de până la 10 ori mai mari decât cele ale rezistențelor.

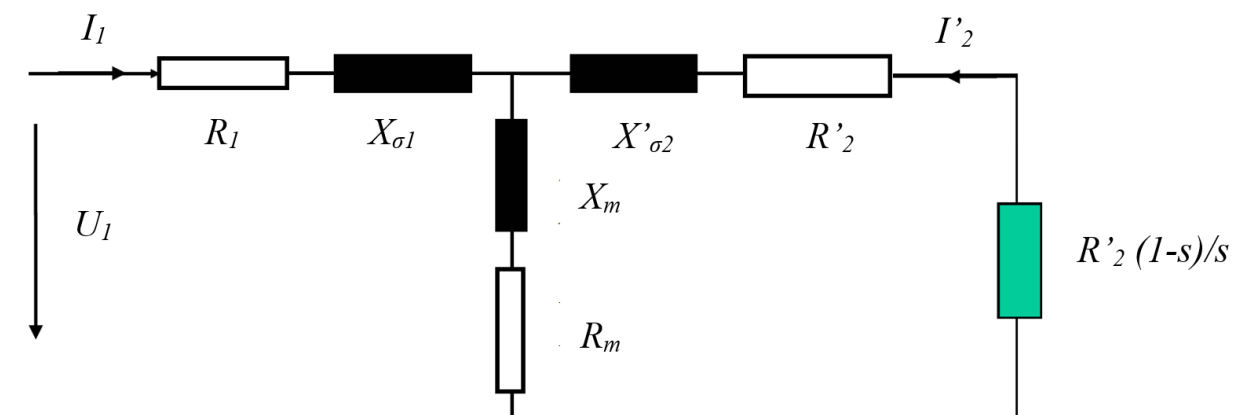


Figura 6.3. Schema echivalentă în T a mașinii de inducție.

7. CALCULUL PIERDERILOR ȘI RANDAMENTULUI MAȘINII DE INDUCȚIE

După cum s-a explicat în primul capitol, atât în statorul, cât și în rotorul mașinii de inducție apar pierderi. În cele ce urmează va fi detaliat modul de calcul al fiecăreia din aceste categorii de pierderi.

7.1. Pierderile principale în fier

Reamintim că pierderile principale în miezul magnetic, din tole, al mașinii de inducție sunt produse prin histerezis și prin curenți turbionari. Ele se datorează magnetizării alternative a miezului și depind de armonica fundamentală de timp a inducției magnetice. Calculul lor poate fi abordat în două feluri: fie separat, în funcție de categoriile de pierderi mai sus menționate, fie global, folosind relații care să ducă la valoarea totală a pierderilor. Aici se preferă folosirea celei de-a doua metode care are avantajul de a fi mai simplu de realizat.

7.1.1. Pierderile principale în jugul statoric (js) și jugul rotor (jr)

Aceste pierderi depind de masa celor două juguri și de pierderile specifice. Relația de calcul este

$$P_{j\ 1,2} = k_j \cdot p_{j\ 1,2} \cdot m_{j\ 1,2} \quad [W] \quad (7.1)$$

unde:

$k_j = 1,3 \div 1,5$ – coeficient de majorare a pierderilor în fierul jugurilor datorită prelucrărilor,

$m_{j\ 1,2}$ – masa fierului jugului statoric, respectiv rotoric, în kg, determinată cu relația

$$m_{j\ 1,2} = \gamma_{Fe} \cdot V_{j\ 1,2} = \gamma_{Fe} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot (D_{ej\ 1,2}^2 - D_{ij\ 1,2}^2) \cdot l_g \cdot k_{Fe} \cdot 10^{-9} \quad [kg] \quad (7.2)$$

unde:

$\gamma_{Fe} = 7800 \text{ kg/m}^3$ – densitatea fierului,

$D_{ej\ 1,2}$ – diametrul exterior al jugului statoric, respectiv rotoric, în mm,

$D_{ij\ 1,2}$ – diametrul interior al jugului statoric, respectiv rotoric, în mm,

$k_{Fe} = 0,95$ – factorul de umplere a miezului magnetic, pentru tole laminate la rece, cu grosimea de 0,5 mm, izolate prin lăcuire de furnizorul tablei,

- l_g – lungimea geometrică a mașinii, în mm ,
- $p_{j\ 1,2}$ – pierderile specifice în jug, în W/kg , la inducția magnetică și frecvența de lucru, calculate cu relația

$$p_{j\ 1,2} = p_{10/50} \cdot \left(\frac{f_{s,r}}{50}\right)^2 \cdot B_{j\ 1,2}^2 \quad [W/kg] \quad (7.3)$$

unde:

- $p_{10/50} = 2,4\ W/kg$ – pierderile specifice ale tolei la inducția magnetică de 1 T și frecvența de 50 Hz, pentru tabla silicioasă laminată la rece, cu grosimea de 0,5 mm,

- $f_{l,2}$ – frecvența de lucru a curentului în înfășurarea statorică, respectiv rotorică, în Hz (frecvența de variație a fluxului magnetic),

- $B_{j\ 1,2}$ – inducția magnetică în jugul statoric, respectiv rotoric, în T .

7.1.2. Pierderile principale în dinții statorici și rotorici

La fel ca în cazul jugurilor, aceste pierderi depind de masa dinților și de pierderile specifice. Relația de calcul este

$$P_{d\ 1,2} = k_d \cdot p_{d\ 1,2} \cdot m_{d\ 1,2} \quad [W] \quad (7.4)$$

unde:

- $k_j = 1,8$ – coeficient de majorare a pierderilor în fierul dinților datorită prelucrărilor,
- $m_{j\ 1,2}$ – masa fierului dinților statorici, respectiv rotorici, în kg , determinată cu relația

$$m_{d\ 1,2} = \gamma_{Fe} \cdot V_{d\ 1,2} = \gamma_{Fe} \cdot h_{d\ 1,2} \cdot b_{d\ 1,2} \cdot Z_{1,2} \cdot l_g \cdot k_{Fe} \cdot 10^{-9} \quad [kg] \quad (7.5)$$

unde:

- $h_{d\ 1,2}$ – înălțimea dintelui statoric, respectiv rotoric, în mm ,
- $b_{d\ 1,2}$ – lățimea medie a dintelui statoric, respective rotoric, în mm ,
- $Z_{1,2}$ – numărul de dinți statorici, respectiv rotorici,
- $p_{d\ 1,2}$ – pierderile specifice în dinți, în W/kg , la inducția magnetică și frecvența de lucru, calculate cu relația

$$p_{d\ 1,2} = p_{10/50} \cdot \left(\frac{f_{1,2}}{50}\right)^2 \cdot B_{j\ 1,2}^2 \quad \left[\frac{W}{kg}\right] \quad (7.6)$$

- unde: $B_{d\ 1,2}$ – inducția magnetică în dinte statoric, respectiv rotoric, în T .

7.1.3. Pierderi principale în fier

$$P_{Fe\ pr} = P_{j\ 1,2} + P_{d\ 1,2} \quad [W] \quad (7.7)$$

7.2. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în gol

7.2.1. Pierderile de suprafață

În afara acestor pierderi, din cauza armonicilor superioare de spațiu și de timp apar și pierderi suplimentare în fier (în masa sau pe suprafața lui), care se calculează separat de cele principale.

Pierderile suplimentare în fier, de suprafață, sunt cauzate de pulsațiile inducției magnetice din întrefier care apar datorită existenței creștăturilor pe cele două armături. Prin urmare, valoarea lor depinde de deschiderea creștăturilor și de frecvența lor (de produsul $Z \cdot n_1$).

La funcționarea (în gol sau sarcină) mașinii de inducție apar oscilații ale inducției magnetice pe suprafața unei armături din cauza existenței creștăturilor pe cealaltă armătură (se reamintește că atât statorul, cât și rotorul, prezintă creștături din cauza cărora pe suprafața rotorului, respectiv a statorului, are loc fenomenul descris mai sus). O metodă de reducere a acestor pierderi îl constituie reducerea deschiderii istmului creștăturilor, însă trebuie analize mai complexe pentru a vedea și alte influențe ale acestei măsuri.

Pierderile suplimentare în fier se calculează cu relația

$$P_{supr\ 1,2} = 2 \cdot p \cdot \left(\frac{t_{1,2} - b_{istm1,2}}{t_{1,2}} \right) \cdot \tau \cdot l_g \cdot k_{Fe} \cdot p_{supr\ 1,2} \cdot 10^{-6} \quad [W] \quad (7.8)$$

unde:

- $t_{1,2}$ – pasul dentar statoric, respectiv rotor, în mm ,
- $b_{istm1,2}$ – deschiderea istmului creștăturii statorice, respectiv rotorice, în mm ,
- $p_{supr\ 1,2}$ – pierderile specifice de suprafață, în W/kg , calculate cu relația

$$p_{supr\ 1,2} = 0,95 \cdot \left(\frac{Z_{2,1} \cdot n_1}{10000} \right)^{1,5} \cdot (t_{2,1} \cdot B_0)^2 \quad \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (7.9)$$

unde:

- $Z_{1,2}$ – numărul de creștături ale statorului, respectiv rotorului,
- n_1 – turația de sincronism, în rot/min ,
- $t_{1,2}$ – pasul dentar statoric, respectiv rotor, în mm ,
- B_0 – amplitudinea variației inducției magnetice la suprafața piesei polare, în T .

$$B_0 = \beta_0 \cdot k_C \cdot B_\delta \quad [T] \quad (7.10)$$

β_0 – coeficient care se alege în funcție de raportul $b_{istm\ 1,2}/\delta$ din figura următoare (pentru stator se alege în funcție de b_{istm2}/δ și Z_2 cu t_2 , iar pentru rotor se alege în funcție de b_{istm1}/δ și Z_1 cu t_1),

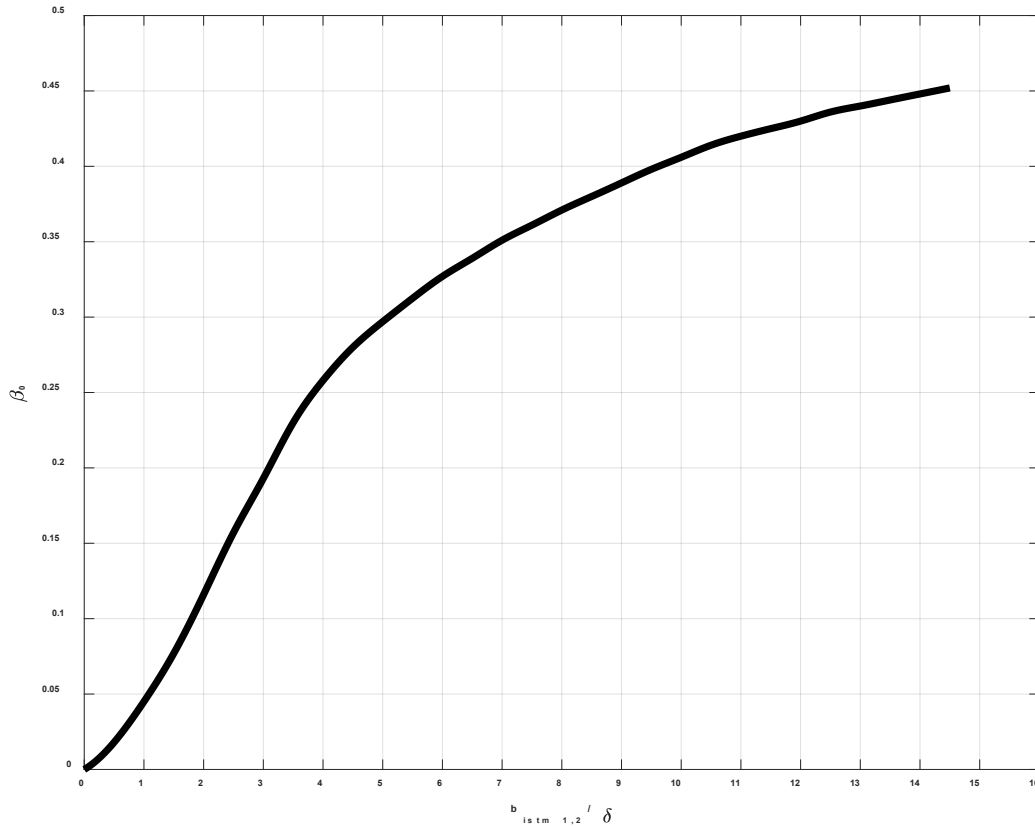


Figura 7.1. Coeficientul β_0 pentru determinarea amplitudinii variației inducției magnetice la suprafața miezului magnetic al celor două armături.

$b_{istm\ 1,2}$ – deschiderea creștăturii statorice, respectiv rotorice, în mm ,

δ – lungimea întrefierului, în mm ,

k_C – coeficientul lui Carter, adimensional, determinat cu relația (5.3)

B_δ – valoarea maximă a inducției magnetice în întrefier, în T .

7.2.2. Pierderile de pulsație în dinți

Această categorie de pierderi se întâlnește doar în cazul mașinilor al căror miez prezintă creștături atât pe stator, cât și pe rotor, acesta fiind și cazul mașinii de inducție. Ele sunt cauzate de influența creștăturilor de pe o armătură asupra celeilalte (în miezul statoric din cauza creștăturilor rotorului și invers). Se calculează cu relația

$$P_{puls\ 1,2} = 0,1 \cdot \left(\frac{Z_{2,1} \cdot n_1}{1000} \cdot B_{puls\ 1,2} \right)^2 \cdot m_{d\ 1,2} \quad [W] \quad (7.11)$$

unde:

$B_{puls\ 1,2}$ – amplitudinea pulsației inducției magnetice în dinți, în T , calculată cu relația

$$B_{puls\ 1,2} = \frac{\gamma_{2,1} \cdot \delta}{2 \cdot t_{1,2}} \cdot B_{d\ 1,2} \quad [T] \quad (7.12)$$

în care dimensiunile geometrice și unitățile lor de măsură au fost precizate mai sus, iar coeficientul γ este același cu cel calculat în capitolul ‘Calculul curentului de magnetizare’, și anume

$$\gamma_{1,2} = \frac{\left(\frac{b_{istm1,2}}{\delta}\right)^2}{5 + \frac{b_{istm1,2}}{\delta}} \quad (7.13)$$

Toate mărimile folosite în aceste expresii au aceeași semnificație ca la capitolele anterioare.

7.3. Pierderile suplimentare în fier la funcționarea în sarcină

Aceste pierderi sunt greu de cuantificat, astfel că se apelează, de obicei, la formule de calcul empirice stabilite și folosite în practică

$$P_{sFe} \approx 0,005 \cdot P_N \quad [W] \quad (7.14)$$

unde P_N – puterea nominală a mașinii, în W .

7.4. Pierderile totale în fier

$$P_{Fe} = P_{Fe\ pr} + P_{supr1} + P_{supr2} + P_{puls1} + P_{puls2} + P_{sFe} \quad [W] \quad (7.15)$$

7.5. Pierderile electrice principale la funcționarea în sarcină

- pierderi electrice în înfășurarea statorului

$$P_{el\ 1,2\ N} = m_{1,2} \cdot R_{1,2} \cdot I_{1,2}^2 \quad [W] \quad (7.16)$$

unde:

$m_{1,2}$ – numărul de faze ale statorului ($m_1 = 3$), respectiv ale rotorului ($m_2 = Z_2$),

$R_{1,2}$ – rezistența unei faze statorice, respectiv rotorice, în Ω ,

$I_{1,2}$ – curentul nominal pe fază în înfășurarea statorului, respectiv rotorului (bară și porțiunile aferente din inelele de scurtcircuitare), în A .

Aceste pierderi electrice au fost notate în primul capitol cu P_{J1} și P_{J2} pentru a evidenția că ele sunt pierderi Joule. Totuși, având în vedere că pierderile în fier în jug au fost notate cu P_j , pentru a evita orice confuzie vom utiliza în continuare notația $P_{el1,2}$.

La mașinile electrice de putere apar pierderi electrice suplimentare cauzate de fenomenul refulării curentului. Acest fenomen este evident atunci când în stator se folosesc conductoare profilate. Având în vedere situația specifică tratată aici, putem afirma că pierderile electrice totale sunt

$$P_{elN} = P_{el1N} + P_{el2N} \quad [W] \quad (7.17)$$

7.6. Pierderile mecanice prin frecare și ventilație

Referirile care urmează vizează doar mașina de inducție cu rulmenți, astfel că pierderile mecanice sunt cauzate frecării în lagăre și de ventilație, fără pierderile ventilatorului montat separat pe arborele (axul) mașinii

$$P_{mec} = P_{f,w} \quad (7.18)$$

În acest proiect se va prezenta calculul pierderilor mecanice la o mașină de inducție cu ventilație radială. Acestea se calculează cu relația

$$P_{f,w} \approx 26,4 \cdot p \cdot \tau^3 \cdot 10^{-3} \quad [W] \quad (7.19)$$

unde:

- p – numărul de perechi de poli ai mașinii,
 τ – pasul polar, în mm .

7.7. Pierderile totale și randamentul

a) Pierderile totale reprezintă suma tuturor pierderilor existente în mașină, ale căror relații de calcul au fost prezentate anterior.

$$\sum P = P_{Fe} + P_{el} + P_{mec} \quad [W] \quad (7.20)$$

b) Randamentul nominal al mașinii se calculează ca fiind

$$\eta_N = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_N}{P_N + \sum P} \quad (7.21)$$

- unde P_N – puterea nominală, în W ,
 $\sum P$ – pierderile totale, în W .

Această valoare trebuie să fie apropiată de cea aleasă inițial. Conform STAS 1893/1-87, abaterea admisă la motoare sub 50 kW este de 15% din $(1-\eta_N)$, iar pentru motoare peste 50 kW este de 10% din $(1-\eta_N)$. Dat fiind caracterul acestui proiect, abaterea admisă aici între cele două valori este de 5%.

Trebuie făcută mențiunea că referirile de până acum s-au făcut la valoarea nominală a randamentului. Evident, pentru a calcula randamentul în alt punct de funcționare decât cel nominal, va trebui să se calculeze pierderile corespunzătoare situației respective. Pierderile în fier sunt aproape constante, în sarcină apărând o mică diferență datorată pierderilor în fier suplimentare la funcționarea în sarcină, care au o pondere redusă în total. Pierderile mecanice sunt la rândul lor constante, diferența va fi dată de valoarea pierderilor electrice, care depind de pătratul curentului în punctul respectiv de funcționare.

8. CALCULUL CARACTERISTICILOR MAȘINII DE INDUCȚIE CU PARAMETRI CONSTANȚI

Mașinile de inducție cu parametri constanți sunt cele ale căror parametri nu sunt afectați de refulare. Având în vedere că fenomenul refulării nu a fost explicat aici, în continuare ne vom referi doar la aceste tipuri de mașini. Caracteristicile lor de funcționare se pot determina prin două metode: analitică sau folosind diagrama cercului. Cea de-a doua metodă este complexă, astfel că aici ne vom rezuma la prezentarea primei metode.

Reamintim că în primul capitol unde s-au prezentat noțiunile de bază s-a calculat valoarea nominală a alunecării considerând turația de sincronism a câmpului învârtitor statoric și turația rotorului (impusă ca țintă în datele de proiectare)

$$s_N = \frac{n_1 - n_N}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega_N}{\Omega_1} \quad (8.1)$$

unde Ω_1 – viteza unghiulară a câmpului învârtitor, calculată cu relația

$$\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p} \quad [rad/s] \quad (8.2)$$

Ω_N – viteza unghiulară nominală a rotorului.

În continuare se vor scrie două relații general valabile, urmând ca modul de calcul al valorilor nominale ale factorului de putere, curentului și cuplului să fie prezentate ulterior.

Ținând cont de cele expuse în primul capitol, la bilanțul energetic al motorului de inducție, și în capitolul șase, în care s-au calculat parametrii mașinii și s-a prezentat schema sa echivalentă, putem rescrie relația (1.10) sub forma

$$P_{el2} = m_1 \cdot R_2'^2 \cdot I_2'^2 = M \cdot \Omega_1 - M \cdot \Omega = s \cdot M \cdot \Omega_1 \quad [W] \quad (8.3)$$

Exprimând curentul raportat din rotor I_2' în funcție de parametrii schemei echivalente și înlocuindu-l în relația (8.1), se obține relația cunoscută ca fiind formula lui Kloss generalizată cu care se poate calcula cuplul electromagnetic al mașinii de inducție. În această relație cuplul se exprimă în funcție de numărul de faze m_1 și perechi de poli p , tensiunea de alimentare U_1 , frecvența acesteia f_1 și parametrii schemei echivalente R_1 , R_2' , $X_{\sigma 1}$, $X_{\sigma 2}'$, calculați în etapele anterioare, și alunecarea s .

$$M = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot \frac{R'_2}{S}}{\omega_1 \cdot \left[\left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{S} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 \cdot X'_{\sigma 2})^2 \right]} =$$

$$= \frac{3 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot \frac{R'_2}{S}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \left[\left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{S} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 \cdot X'_{\sigma 2})^2 \right]} \quad [N \cdot m] \quad (8.4)$$

unde coeficientul c_1 se calculează ca fiind

$$c_1 \approx 1 + \frac{X_{\sigma 1}}{X_m} \quad (8.5)$$

Se impune precizarea că această formulă de calcul al cuplului electromagnetic este valabilă pentru orice valori ale lui m_1, p, U_1, f_1 și s .

Scriind relația (8.1) pentru punctul de funcționare nominal al motorului

$$P_{el2N} = s_N \cdot P_M = s_N \cdot M_N \cdot \Omega_1 \quad [W] \quad (8.6)$$

unde

P_M – puterea electromagnetică a mașinii,

M_N – cuplul nominal al mașinii.

se poate obține valoarea reală a alunecării nominale, exprimată folosind mărimile rotorice raportate la stator

$$s_N = \frac{P_{el2N}}{P_M} = \frac{m_1 \cdot R'_2 \cdot I_{2N}'^2}{m_1 \cdot E_1 \cdot I_{2N}'} = \frac{R'_2 \cdot I_{2N}'}{k_E \cdot U_1} \quad (8.7)$$

unde

$$I_{2N}' = \frac{m_2 \cdot w_2 \cdot k_{w2}}{m_1 \cdot w_1 \cdot k_w} \cdot I_{2N} \quad [A] \quad (8.8)$$

este curentul nominal din secundar, raportat la primar. Mărimile din această formulă sunt cele folosite la dimensionarea statorului și a rotorului.

În cele ce urmează se va prezenta modul de calcul al principalilor parametri ai mașinii.

- Curentul de funcționare și factorul de putere la mersul în gol

Valoarea curentului la mersul în gol se calculează în funcție de valorile componentelor activă și reactivă și se scrie, în format vectorial, ca fiind:

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_{0a} + \underline{I}_{0r} = I_{0a} + jI_{0r} \quad [A] \quad (8.9)$$

ceea ce înseamnă că valoarea efectivă (modulul) este

$$I_0 = \sqrt{I_{0a}^2 + I_{0r}^2} \quad [A] \quad (8.10)$$

unde:

$$I_{0a} = \frac{(P_{Fe} - P_{sFe}) + P_{el0} + P_{mec}}{m_1 \cdot U_1} \quad [A] \quad (8.11)$$

este componenta activă a curentului de funcționare în gol, care corespunde pierderilor în fier la funcționarea în gol (pierderile totale fără cele suplimentare în sarcină), pierderilor mecanice totale și pierderilor electrice la funcționarea în gol, calculate cu relația

$$P_{el0} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_0^2 \quad (8.12)$$

unde se consideră că $I_0 \approx I_{0r} = I_\mu$ (care este, de altfel, componenta reactivă, de magnetizare, a curentului de funcționare în gol, calculată în etapa dedicată acestui aspect).

Se poate calcula valoarea factorului de putere la mersul în gol cu relația:

$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0a}}{I_0} \quad (8.13)$$

care are valori mici, sub 0,2.

- Curentul nominal absorbit este:

$$I_{1N} = \sqrt{(I_{0a} + I'_{2a})^2 + (I_\mu + I'_{2r})^2} \quad [A] \quad (8.14)$$

unde componenta activă, respectiv reactivă a curentului secundar raportat la primar I'_{2N} (în funcție de alunecarea nominală s_N) din schema echivalentă, se calculează cu relațiile

$$I'_{2a} = I'_2 \cdot \cos \varphi = \frac{U_1 \cdot \left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{s_N} \right)}{\left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 \cdot X'_{\sigma 2})^2} \quad [A] \quad (8.15)$$

$$I'_{2r} = I'_2 \cdot \sin \varphi = \frac{U_1 \cdot (X_{\sigma 1} + c_1 \cdot X'_{\sigma 2})}{\left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 \cdot X'_{\sigma 2})^2} \quad [A] \quad (8.16)$$

în care c_1 se calculează folosind formula (8.5).

Factorul de putere nominal $\cos \varphi_N$ se calculează, cu o bună aproximație, cu relația:

$$\cos \varphi_N = \frac{I_{0a} + I'_{2a}}{I_{1N}} \quad (8.17)$$

Motivul pentru care relația nu poate fi considerată exactă îl constituie faptul că ambele componente ale curentului, implicit valoarea sa nominală, au fost obținute în funcție de valoarea alunecării nominale s_N , care depinde, la rândul ei, de câteva mărimi care au fost estimate inițial, cum sunt randamentul și factorul de putere. Aceste valori calculate sunt totuși foarte apropiate de cele reale datorită faptului că în relațiile de calcul au fost folosiți parametri reali ai mașinii.

- Cuplul nominal

Valoarea nominală a cuplului electromagnetic al mașinii de inducție se obține înlocuind valorile nominale ale tuturor parametrilor mașinii, dați prin tema de proiectare, respectiv calculați conform etapelor prezentate anterior, în relația (8.4)

$$M_N = \frac{m_1 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot \frac{R'_2}{s_N}}{\omega_1 \cdot \left[\left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 \cdot X'_{\sigma 2})^2 \right]} =$$

$$= \frac{3 \cdot p \cdot U_1^2 \cdot \frac{R'_2}{s_N}}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot \left[\left(R_1 + c_1 \cdot \frac{R'_2}{s_N} \right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 \cdot X'_{\sigma 2})^2 \right]} \quad [N \cdot m] \quad (8.18)$$

Această valoare se va compara cu valoarea nominală a cuplului calculată cu mărimile mecanice P_M și n . Astfel, după cum s-a menționat deja, puterea mecanică este:

$$P_M = M \cdot \Omega = M \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot n}{60} \quad [W] \quad (8.19)$$

Având în vedere că puterea nominală dată inițial P_N este o putere mecanică, putem exprima cuplul nominal M_N ca fiind

$$M_N = \frac{P_N}{\Omega_N} = \frac{P_N}{\frac{2 \cdot \pi \cdot n_N}{60}} = \frac{30 \cdot P_N}{\pi \cdot n_N} \quad [N \cdot m] \quad (8.20)$$

unde $n_N = (1 - s_N) \cdot n_l$ – turația nominală, în *rot/min*,

P_N – puterea nominală, în *W*.

Și aici valorile obținute cu relațiile (8.18) și (8.20) trebuie comparate, abaterea admisă aici între cele două valori fiind de 5%.

Se impune o observație importantă. Se poate remarca că valorile nominale componentelor active și reactive ale curenților, implicit a factorului de putere, precum și a cuplului electromagnetic, sunt exprimate în funcție de valoarea alunecării nominale.

Însă, așa cum s-a explicat la calculul randamentului nominal și ținând cont de valabilitatea generală a relației (8.4), dacă în formulele respective se va folosi valoarea alunecării corespunzător altui punct de funcționare, se vor obține alte valori pentru randamentul, respectiv cuplul motorului. Același raționament este valabil, în mod evident, și pentru valorile curentului și ale factorului de putere.

Mai mult, dacă în relația (8.4) se dau valori ale alunecării între 0 și 1, se va putea trasa caracteristica mecanică a motorului de inducție proiectat. Un exemplu de astfel de caracteristică este prezentat în Figura 8.1.

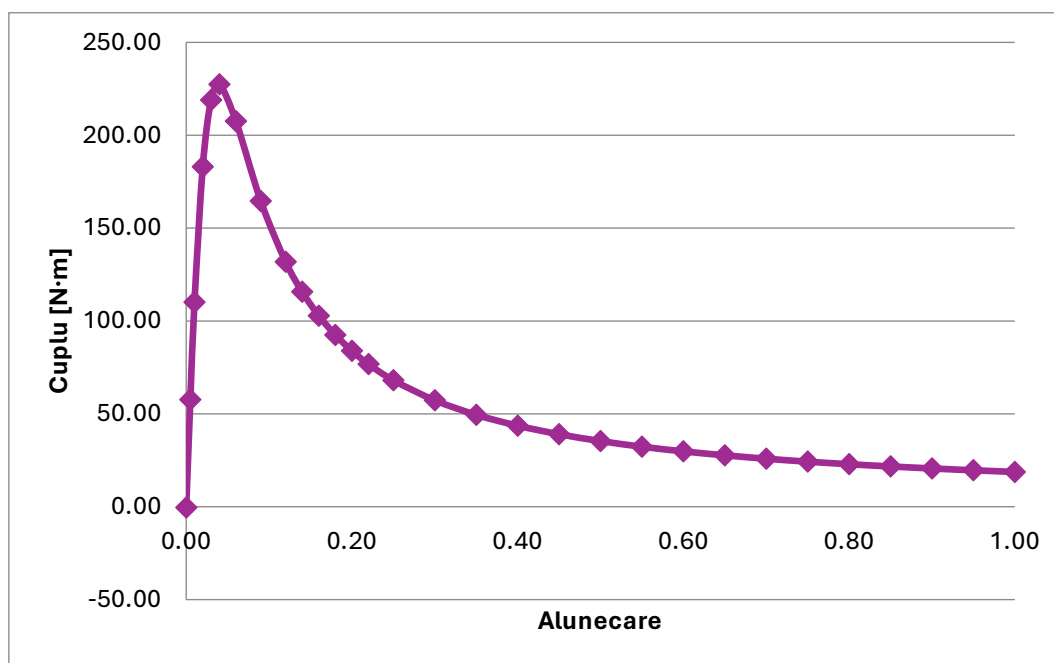


Figura 8.1. Caracteristica mecanică a unui motor de inducție cu $P_N = 55$ kW și $n_N = 2975$ rot/min.

Dacă abaterile rezultate sunt mai mari decât cele prevăzute în acest material va trebui să se revină asupra alegerilor făcute în anumite etape ale proiectului. Aceste alegeri se pot referi la o multitudine de aspecte dintre care se menționează câteva:

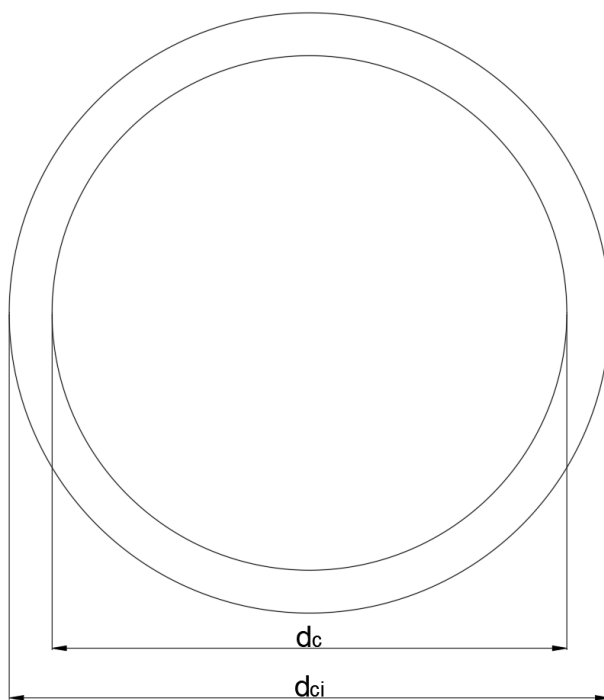
- Factorul de formă a mașinii, care duce la valori diferite ale diametrului interior statoric,
- Solicitățile electrice și magnetice,
- Numărul de creștături pe pol și fază,
- Numărul de bare rotorice.

Ultimele trei modificări duc la valori diferite ale diametrului conductorului statoric, lățimii dinților, dimensiunilor creștăturilor și ale barei etc. Toate acestea determină modificări ale parametrilor electrice ai mașinii, ceea ce duce automat și la valori diferite ale curentului și cuplului nominal.

BIBLIOGRAFIE

1. *K.Á. BIRÓ* – **Mașini și acționări electrice**, Litografia IPC-N, Cluj-Napoca, 1987.
2. *C. LAZU, V. CORLĂȚEANU* – **Mașini electrice, vol. II**, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1968.
3. *I. BOLDEA* – **Induction Machines Handbook (Electric Power Engineering Series)**, CRC Press; 3rd edition, 2023.
4. *P. ALGER* – **Induction Machines**, New York: Gordon and Breach, Science Publishers, Inc., 1970.
5. *I. CIOC, C. NICĂ* – **Proiectarea mașinilor electrice**, Editura Didactică și Pedagogică, R.A., București, 1994.
6. *I. CIOC, N. BICHIR, N. CRISTEA* – **Mașini electrice. Îndrumar de proiectare. Vol. II.** – Editura Scrisul Românesc, Craiova, 1981.
7. *Alina MACHEDON, E. NICULESCU* – **Calculul și proiectarea asistată de calculator pentru motorul asincron trifazat**, Editura Matrix Rom, București, 2013.

ANEXA 1



Izolație email tereftalic (simbol E, ET), conductor rotund (clasa F)

Diametrul d_c , în mm	Grosimea izolației iz , în mm
0,1 ... 0,18	0,015 ... 0,02
0,19 ... 0,29	0,02 ... 0,04
0,3 ... 0,48	0,03 ... 0,045
0,5 ... 0,75	0,03 ... 0,06
0,8 ... 1,9	0,04 ... 0,08
1,9 ... 2,9	0,05 ... 0,08