



UNIVERSITATEA „DUNĂREA DE JOS” DIN GALAȚI

**CERCETĂRI ȘI CONTRIBUȚII ASUPRA
STRUCTURILOR DE CONVERSIE ELECTROMECHANICĂ
ÎN SISTEMELE EOLIENE**

- Rezumat teză de doctorat –

**Conducător științific
Prof.dr.ing. Grigore FETECĂU**

**Doctorand,
Ing. Mădălin COSTIN**

Galați, 2012



ROMÂNIA
UNIVERSITATEA „DUNĂREA DE JOS”
DIN GALAȚI



MINISTERUL
EDUCAȚIEI
CERCETĂRII
TINERETULUI
ȘI SPORTULUI

CG 707/01.10.2012

C ă t r e

Universitatea “ Dunărea de Jos “ din Galați vă face cunoscut că în data de 21. 12. 2012 , ora 11⁰⁰, în sediul Facultății A.C.I.E.E., strada Științei nr. 2, etajul 1, sala Y106 , va avea loc susținerea publică a tezei de doctorat intitulată: **”CERCETĂRI ȘI CONTRIBUȚII ASUPRA STRUCTURILOR DE CONVERSIE ELECTROMECHANICĂ ÎN SISTEMELE EOLIENE”**, elaborată de domnul/doamna **COSTIN MĂDĂLIN**, în vederea conferirii titlului științific de doctor în Domeniul de doctorat - **Inginerie electrică**.

Comisia de doctorat are următoarea componență :

- 1. Președinte:** **Conf.univ.dr.ing. Marian GĂICEANU**
Universitatea ”Dunărea de Jos” din Galați

- 2. Conducător de doctorat:** **Prof.univ.dr.ing. Grigore FETECĂU**
Universitatea ”Dunărea de Jos” din Galați

- 3. Referent oficial:** **Prof.univ.dr.ing. Mihai-Octavian POPESCU**
Universitatea POLITEHNICA din București

- 4. Referent oficial:** **Prof.univ.dr.ing. Gheorghe MANOLEA**
Universitatea din Craiova

- 5. Referent oficial:** **Conf.univ.dr.ing. Ion VONCILĂ**
Universitatea ”Dunărea de Jos” din Galați

Cu această ocazie vă transmitem rezumatul tezei de doctorat și vă invităm să participați la susținerea publică. În cazul în care doriți să faceți eventuale aprecieri sau observații asupra conținutului lucrării, vă rugăm să le transmiteți în scris pe adresa Universității, str. Domnească nr. 47, 800008 - Galați, Fax - 0236 / 461353.



RECTOR

Prof.univ.dr.ing. *Julian Gabriel BÎRSAN*

Str. Domnească nr.47, cod poștal 800008, Galați, România, Tel.: +40 336. 130. 109, Fax: +40 236. 461. 353

Web: www.ugal.ro e-mail: rectorat@ugal.ro

CUPRINS

	PREFAȚĂ	1
CAP. 1.	STADIUL ACTUAL AL CUNOSTERII ÎN DOMENIUL SISTEMELOR DE CONVERSIE A ENERGIEI EOLINE	3
	1.1. Introducere	3
	1.2. Stadiul actual	3
	1.3. Obiectivele tezei de doctorat	4
CAP. 2.	CONTRIBUȚII PRIVIND DEZVOLTAREA UNOR NOI METODE DE IDENTIFICARE A PARAMETRILOR GENERATOARELOR ASINCRONE	5
	2.1. Introducere	5
	2.2. Dezvoltarea metodei de identificare pe baza ecuațiilor de tensiune pe componente. Reducerea ordinului modelului matematic al metodei de identificare	5
	2.3. Dezvoltarea metodei de identificare pe baza ecuațiilor de tensiune reprezentate în simbolic	8
	2.4. Standul experimental. Prezentare	10
	2.5. Identificarea parametrilor prin metoda dezvoltată pe baza ecuațiilor de tensiune pe componente	12
	2.6. Identificarea parametrilor prin metoda dezvoltată pe baza ecuațiilor de tensiune reprezentate în simbolic	14
	2.7. Rezultate și discuții	15
	2.8. Concluzii	16
CAP. 3.	CONTRIBUȚII PRIVIND DEZVOLTAREA UNEI NOI METODE DE EVALUARE A EFICIENȚEI GENERATORULUI ASINCRON	17
	2.1. Introducere	17
	3.2. Metode pentru evaluarea calitativă a procesului de conversie energetic în spațiul componentelor active și reactive ale curentului statoric	17
	3.3. Analiza calitativă a procesului de conversie al mașinii asincrone pe baza unui număr limitat de încercări	21
	3.4. Verificări experimentale	22
	3.5. Abordarea evaluării stării mașinii asincrone prin tehnica Fuzzy (utilizarea logicii nuanțate)	25
	3.5. Concluzii	28
CAP. 4.	CONTRIBUȚII PRIVIND OPTIMIZAREA CONSTRUCTIVĂ A GENERATOARELOR SINCRONE UTILIZATE ÎN CONVERSIA ENERGIEI EOLINE ÎN ENERGIE ELECTRICĂ	30
	4.1. Introducere	30
	4.2. Contribuții la optimizare. Principii	30
	4.2.1. Determinarea analitică a ariei crestăturii drepte	30
	4.2.2. Determinarea analitică a numărului optim de cresați pe pol și fază. Determinarea numărului optim total de cresați	32
	4.2.3. Determinarea analitică a numărului optim de spire	34
	4.2.4. Determinarea analitică a solenației statorice optime	36
	4.2.5. Determinarea analitică a factorului de arhitectură optim	37
	4.3. Studiu de caz nr. 1. Optimizarea generatorului sincron cu magneți permanenți multipolar	39
	4.4. Studiu de caz nr. 2. Optimizarea generatorului sincron cu reluctanță	

variabilă	45
4.5. Concluzii	49
CAP. 5. CONTRIBUȚII PRIVIND DEZVOLTAREA UNOR CRITERII DE EVALUAREA ENERGETICĂ IMPACTULUI GENERATOARELOR ELECTRICE DIN COMPONENTA TURBINELOR EOLIENE ASUPRA MEDIULUI	51
5.1. Introducere	51
5.2. Definierea factorilor specifici termici poluanți la mașinile electrice	51
5.3. Definierea factorilor specifici magnetici poluanți la mașinile electrice	56
5.4. Definierea factorilor specifici electrice poluanți la mașinile electrice	57
5.5. Definierea factorilor specifici energetici poluanți la mașinile electrice	57
5.6. Determinarea experimentală a factorilor specifici poluanți electromagnetici	58
5.7. Concluzii	62
CAP. 6. CERCETĂRI ȘI CONTRIBUȚII PRIVIND REALIZAREA DE NOI SISTEME INTEGRATE DE CONVERSIE A ENERGIEI EOLIENE ÎN ENERGIE ELECTRICĂ	63
6.1. Introducere	63
6.2. Variante constructive	63
6.2.1. Generatorul de referință	63
6.2.2. Generatorul cu transformator trifazat cu fereastră pentru separarea traseelor liniilor de câmp magnetic – varianta cu magneții dispuși pe coardă	65
6.2.3. Concluzii	66
6.3. Simularea numerică a generatorului cu transformator trifazat cu fereastră pentru separarea traseelor liniilor de câmp magnetic – varianta cu magneții dispuși pe coardă	66
6.4. Concluzii	72
CAP. 7. CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII. DIRECȚII VIITOARE DE CERCETARE	74
BIBLIOGRAFIE	82

Prefață

Îngrijorările iminente – tot mai des prezente în ultimele două decenii - datorate intervenției directe a omului asupra mediului înconjurător, au condus la noi abordări în sfera dezvoltării cunoașterii științifice și tehnologice.

O prioritate aparte revine eliminării cantităților importante de dioxid de carbon datorate producției centralizate a energiei electrice în centralele convenționale. Alternativa la acestea, văzută cu mare succes, este dată de clasa energiilor regenerabile precum: energia termală, energia vântului, energia pilelor de combustie, energia mareelor etc.. Dintre toate acestea energia vântului este, de departe, clasa energetică cu cea mai largă dezvoltare, datorită unor avantaje imediate: distribuția potențialului eolian pe glob și ca pondere (atât ziua cât și noaptea), experiența de secole în extragerea energiei din vânt (pentru cazul morilor de vânt) și avansul tehnologic și științific în această direcție.

Lucrarea este structurată pe 7 capitole, urmărindu-se o expunere cât mai coerentă și fundamentată a tematicii largi abordate. S-a optat atât asupra sistemelor care se regăsesc în funcțiune – cazul generatoarelor asincrone, dar mai ales asupra generatoarelor sincrone cu magneți permanenți care sunt astăzi soluția tehnică cea mai promițătoare la mică și medie putere. Se pune accent pe contribuțiile de originalitate în contextul cercetărilor efectuate. O descriere sumară a acestora se poate reda astfel:

Prezentarea cercetărilor, la nivelul actual a cunoașterii științifice, are loc în **Capitolul 1**. Sunt prezentate modelele matematice generale ale vântului, principii ale conversiei energiei eoliene, concepțiile turbinelor eoliene, indentificarea parametrilor și evaluarea eficienței generatoarelor asincrone, optimizarea constructivă a generatoarelor sincrone utilizate în conversia energiei eoliene și topologiile generatoarelor utilizate în conversia energiei eoliene.

În **Capitolul 2** sunt prezentate cercetările legate de dezvoltarea unor metode originale de identificare a parametrilor mașinilor asincrone în regim staționar. Particularitatea care a stat la baza acestei abordări este legată de faptul că modelul mașinii asincrone de regim staționar conține aceiași cinci parametri (rezistențe și inductivități) ca cel de regim dinamic. Se arată că identificarea simultană a celor cinci parametri conduce la o soluție laborioasă, motiv pentru care căutarea unor noi căi constituie o prioritate. Se dezvoltă ideea realizării unei metode definite pe două etape, care să conducă la creșterea gradului de robustețe al acesteia.

Prima metodă de identificare a fost realizată pe baza ecuațiilor de tensiune ale modelului matematic al mașinii asincrone, pe componente. Parametrii identificați rezultă în urma minimizării funcției reziduale. Această metodă este liniară ca model, cât și liniară în parametri. A doua metodă a fost dezvoltată pe baza ecuațiilor exprimate în simbolic (complex simplificat). Rezultatele experimentale confirmă validitatea metodei propuse. Această metodă rezultă liniară în model, neliniară în parametri, însă prezintă avantajul eliminării dependenței de timp din ecuațiile modelului de identificare prin rezolvarea acestora în simbolic (complex simplificat).

O metodă de evaluare a eficienței mașinii asincrone a fost dezvoltată în **Capitolul 3**. Esența metodei constă în evaluarea distanței generalizate - ca indicator al deprecierei în timp al circuitelor electrice și magnetice - dintre o diagramă a cercului construită pentru mașinile cu cele mai bune performanțe și mașina curentă, care se dorește a fi evaluată. Această distanță este evaluată cu ajutorul unei rețele neuronale implementată cu funcție de activare radială în mediul de simulare Matlab. Verificările experimentale între metoda propusă și diagrama cercului construită pe baza datelor experimentale preluate pentru trei tipuri de mașini au confirmat existența unui grad de

apropiere foarte mare între cele două metode. O extindere importantă a acestora se poate face odată cu utilizarea tehnicilor Fuzzy care permit evaluarea stării mașinii

În **Capitolul 4** s-au propus o serie de contribuții teroretice la optimizarea constructivă a generatoarelor sincrone utilizate în conversia energiei electrice în energie eoliană. S-au găsit – relații analitice originale – deduse pe baza solicitărilor electromagnetice și a unor mărimi din tema de proiectare a mașinii, pentru următoarele mărimi: aria creștăturii, numărul de creștături pe pol și fază, numărul total de creștături, numărul de spire statoric și solenația statorică. Toate aceste rezultate au condus la definirea unor criterii globale de optimizare atât în raport cu mărimile deduse, dar și în raport cu mărimile economice (consumul specific de materiale active, respectiv, costul economic specific). Rezultatele simulărilor numerice pentru două cazuri de mașini sincrone speciale (sincrone cu magneți permanenți, respectiv, cu reluctanță variabilă) au confirmat validitatea propunerilor din cadrul capitolului.

Studiul impactului generatoarelor electrice asupra mediului s-a realizat în **Capitolul 5**. În acest sens au fost definiți factori specifici poluanți ce permit evaluarea macroscopică a mașinii atât în faza de proiectare cât și în exploatare. O primă abordare a fost legată de problematica definirii unui factor care să aprecieze impactul termic al generatoarelor, care a fost evaluat atât individual, cât și raportat la cel obținut pentru mașinile cu cele mai ridicate performanțe. S-a arătat că definirea unui factor poluant ca raport dintre pierderile în cupru și cele în fier poate caracteriza fidel impactul generatorului asupra mediului. Poluarea magnetică a fost vizualizată ca raport între inducția măsurată în exteriorul mașinii și cea din întrefier. Pentru interacțiunea electrică s-a definit un factor specific ca raport între câmpul electric măsurat în exteriorul mașinii, la diverse distanțe, și cel principal dezvoltat în mașină (indus prin mișcare). Un al treilea factor, definit în cadrul acestui capitol, caracterizează interacțiunea energetică dintre mașină și mediu, comportând ambele aspecte ale interacțiunii electromagnetice (electric și termic). Atât rezultatele experimentale, cât și cele realizate pe baza datelor din proiectare au confirmat, pentru toate cazurile, eficiența utilizării acestor factori.

Capitolul 6 este dedicat dezvoltării unei noi topologii de generator cu transformator încorporat destinat site-urilor izolate. Structura implică realizarea – într-un bloc comun – a unui generator sincron cu magneți permanenți cu flux axial și a unui transformator încorporat. Analiza distribuțiilor de câmp electric și magnetic (intensitate și inducție) relevă noi avantaje în raport cu cele clasice: scăderea la jumătate a necesarului de inducție a magneților, respectiv, creșterea substanțială a densității de curent. Un alt avantaj, deosebit de important, este legat de creșterea forțelor specifice de volum.

Capitolul 7 prezintă concluziile finale, contribuțiile și direcțiile viitoare de cercetare.

Capitolul 1

STADIUL ACTUAL AL CUNOAȘTERII ȘTIINȚIFICE ÎN DOMENIUL SISTEMELOR DE CONVERSIE A ENERGIEI EOLIENE

1.1. Introducere

Interesul larg pentru sursele alternative de energie regenerabile a contribuit la dezvoltarea cunoașterii științifice într-o multitudine de direcții de cercetare. Deși, principial, există o clasă largă de energie aflată într-o continuă creștere precum: energia mareelor, energia eoliană, energia dezvoltată de pilele de combustie, energia captată de panourile fotovoltaice etc., doar energia vântului se bucură, la ora actuală, de un ritm de dezvoltare centralizat.

1.2. Stadiul actual

Sistemele actuale de conversie a energiei eolice se împart în două mari categorii: sisteme echipate cu generatoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit și sisteme cu generatoare cu magneți permanenți. Generatoarele asincrone dețin cea mai mare pondere în cadrul turbinelor aflate în exploatare. Având în vedere că perioada de amortizare a turbinelor este între 8-15 ani (din care 5 ani garanție), iar durata de viață de 20-25 de ani, generatoarele asincrone din componența turbinelor eoliene trebuie astăzi privite în cercetarea teoretică și experimentală, mai mult din perspectiva monitorizării stării lor. Celelalte direcții precum: proiectarea constructiv optimă, respectiv, dezvoltarea de noi topologii, fac astăzi subiectul generatoarelor sincrone cu magneți permanenți. Existența unui spectru larg de design-uri neconvenționale asociate turbinelor de puteri mici și medii – destinate site-urilor izolate – recomandă o atenție ridicată pentru dezvoltarea acestora pe scară largă.

Identificarea parametrilor mașinii asincrone – pe baza schemelor echivalente de circuit este una laborioasă și poate conduce uneori la erori grosiere. O particularitate importantă este aceea că existența unui spectru larg de scheme echivalente (și modele matematice asociate) nu conferă certitudinea că întotdeauna utilizarea acestora conduce la rezultate precise. Din acest punct de vedere, soluția problemei de identificare se poate situa, cu ușurință, într-un câmp de incertitudine, situație în care nu se poate garanta asupra validității acesteia. Toate aceste argumente conduc, în mod natural, către alte soluții care să conducă la regularizarea problemei de identificare a parametrilor mașinii asincrone.

Eficiența procesului de conversie energetică este o problemă intrinsecă. Limitările diagramei clasice a cercului – determinate de ipotezele simplificatoare care stau la fundamentele acesteia - conduc la o acuratețe scăzută în evaluarea eficienței. O direcție utilă ar putea fi creșterea gradului de complexitate al metodei diagramei cercului, care să conducă la un grad de apropiere cât mai mare față de situație. Datorită caracterului de definire (formulare) al problemei, utilizarea rețelelor neuronale se poate preta pentru un astfel de obiectiv.

Generatoarele sincrone speciale (excitate cu magneți permanenți, respectiv, cu reluctanță variabilă) reprezintă noi deschideri în cercetarea științifică aplicativă pentru toate gamele de puteri. Fundamentele proiectării lor au la bază fie metode dezvoltate pe baza

schemelor de circuit echivalente, fie pe baza ecuațiilor de câmp electromagnetic. Optimizarea acestora se face, de obicei, pe baza tehnicilor computaționale sau a metodelor de programare neliniară. O abordare modernă este dată de metodologia proiectării mașinilor pe baza vectorului Poynting, metodă care conduce la dezvoltarea unor criterii grafo-analitice simple. Dezvoltarea unor relații analitice, în continuare, poate conduce la noi abordări în optimizarea generatoarelor.

Problematika evaluării impactului generatoarelor electrice (asincrone și sincrone cu magneți permanenți) capătă un interes tot mai crescut, odată cu dezvoltarea fermelor de eoliene. Structura fizică a mașinii permite, odată cu trecerea timpului, radierea către exteriorul acesteia a unor importante câmpuri termice și electromagnetice. Evaluarea acestor interacțiuni – prin intermediul unor factori poluanți specifici, definiți prin relații analitice simple – poate conduce la rezultate utile.

Există o largă clasă de generatoare dedicate turbinelor eoliene precum: generatoare asincrone clasice (cu rotorul în scurtcircuit), sincrone excitate cu magneți permanenți și cele cu reluctanță variabilă. Din punct de vedere al fluxului principal în mașină, acestea se pot împărți astfel: generatoare cu flux axial, radial și transversal. Mașinile cu flux radial au în general structură clasică sau neconvențională (spre exemplu, cu stator arc). Cele cu flux axial permit definirea unor topologii de generatoare cu avantaje distincte pentru turbinele eoliene: structuri multipolare – care permit eliminarea cutiei de viteză, creșterea densității de putere etc. O categorie aparte de generatoare sunt reprezentate de către cele cu flux transversal, care prezintă avantajul inedit al unei densități de putere foarte mari în raport cu cele clasice. Toate generatoarele moderne care echipează turbinele eoliene urmăresc o serie de cerințe precum: eliminarea cutiei de viteză prin intermediul structurilor multipolare, performanțe energetice ridicate precum randament și factor de putere, domeniu larg al variației vitezei, fiabilitate, imunitate la avarii etc.. În general, sub aspectul topologiilor existente, turbinele de vânt cunosc o diversitate importantă, însă problematica adaptării parametrilor energetici ai turbinei la cerințele sarcinii este puțin tratată.

1.3. Obiectivele tezei de doctorat

Pe baza studiului bibliografic expus se definesc următoarele obiective ale tezei de doctorat:

- realizarea unor noi metode de identificare a parametrilor mașinilor asincrone pentru regimul staționar;
- realizarea unei noi metode de evaluare a eficienței mașinii asincrone;
- noi dezvoltări la optimizarea constructivă a generatoarelor sincrone dedicate turbinelor moderne;
- evaluarea impactului asupra mediului a generatoarelor electrice din cadrul turbinelor eoliene;
- cercetarea posibilităților de dezvoltare a unei structuri de generator integrat cu transformator pentru site-urile izolate de eoliene.

Capitolul 2

CONTRIBUȚII PRIVIND DEZVOLTAREA UNOR NOI METODE DE IDENTIFICARE A PARAMETRILOR GENERATOARELOR ASINCRONE

2.1. Introducere

Mașina asincronă în regim de generator are o pondere largă în sistemele actuale de conversie a energiei eoliene în energie electrică aflate în exploatare. Întrucât, există o serie de noi soluții care amenință poziția acesteia, o atenție deosebită trebuie să se acorde funcționării acesteia, în continuare, în condiții optime. Din acest motiv, monitorizarea stării acesteia prin intermediul parametrilor electrici de circuit - conform teoriei schemei echivalente de circuit - pot constitui o sursă importantă de informații privind analiza comportamentului aprioric al mașinii în astfel de aplicații.

În capitolul actual s-au propus următoarele obiective:

- cercetarea posibilităților de dezvoltare a unor noi metode de identificare a parametrilor mașinii asincrone pe baza prelevării unui număr cât mai redus de date experimentale;
- dezvoltarea unui model matematic al metodei de identificare a parametrilor pe baza unor ecuații de model cât mai simple (cu predilecție către ecuațiile modelului de regim staționar), fapt care să nu afecteze acuratețea și precizia globală a metodei de identificare;
- regularizarea problemei de identificare;
- utilizarea unor tehnici matematice avansate în vederea soluționării cu eleganță a problemelor complexe de identificare;
- validarea experimentală a metodelor de identificare propuse;
- încadrarea în literatura curentă a metodelor propuse.

2.2. Dezvoltarea metodei de identificare pe baza ecuațiilor de tensiune pe componente. Reducerea ordinului modelului matematic al metodei de identificare

În vederea determinării unei noi abordări se pleacă de la ecuațiile modelului matematic al circuitului echivalent în regim staționar [BOLD 01]:

$$\underline{u}_1 = R_1 \underline{i}_1 + j\omega_1 \underline{\lambda}_1 \quad (2.1.a)$$

$$0 = R_2 \underline{i}_2 + (\omega_1 - \omega) \underline{\lambda}_2 \quad (2.1.b)$$

Ecuațiile modelului matematic de regim staționar (2.1) au aceiași cinci parametri ca și cele de regim dinamic, astfel încât se poate dezvolta metoda de identificare a parametrilor mașinii asincrone pe baza ecuațiilor modelului în regim staționar.

Pentru fixarea ideilor se pleacă de la ecuația de tensiune statorică (2.1.a), care se exprimă sub forma:

$$\underline{u}_1 = R_1 \dot{i}_1 + j\omega_1(L_{11}\dot{i}_1 + L_{12}\dot{i}_{12}) \quad (2.2)$$

Sau dacă se reprezintă în funcție de curentul de magnetizare, sub următoarea formă:

$$\underline{u}_1 = R_1 \dot{i}_1 + j\omega_1 L_{\sigma 1} \dot{i}_1 + j\omega_1 L_{12} \dot{i}_m \quad (2.3)$$

Pe baza sistemului de ecuații (2.2-2.3) rezultă modelul matriceal al metodei de identificare al parametrilor statorici și ai circuitului de magnetizare (simultan) – pentru cazul prelevării a N date experimentale, model care va fi descris de următorul sistem matriceal:

$$\begin{bmatrix} u_{d1}(1) \\ u_{q1}(2) \\ \vdots \\ u_{d1}(N) \\ u_{q1}(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d1}(1) & -\omega_1 i_{q1}(1) & -\omega_1 i_{d0}(1) \\ i_{q1}(1) & \omega_1 i_{d1}(1) & \omega_1 i_{q0}(1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ i_{d1}(N) & -\omega_1 i_{q1}(N) & -\omega_1 i_{d0}(N) \\ i_{q1}(N) & \omega_1 i_{q1}(N) & \omega_1 i_{q0}(N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_1 \\ \hat{L}_{\sigma 1} \\ \hat{L}_{12} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Sub forma compactă, sistemul (2.4) se poate exprima astfel:

$$Y_1 = A_1 \theta_1 \quad (2.5)$$

Dacă se aplică ecuației (2.5) metoda celor mai mici pătrate, vectorul parametrilor se va determina astfel:

$$\hat{\theta}_1 = [A_1^T A_1]^{-1} A_1^T Y_1 \quad (2.6)$$

În cadrul acestei etape, ca dată apriorică este considerată și rezistența statorică, care este măsurată sau estimată și, astfel, sunt identificați trei dintre cei cinci parametri de circuit ai mașinii asincrone. În etapa următoare (etapa rotorică) se urmărește identificarea celorlalți doi parametri rotorici ai modelului matematic rămași.

În etapa a doua se utilizează ecuația de tensiune statorică în regim staționar (2.1.b), care va fi exprimată ținând cont de ecuația de fluxuri rotorice și alunecarea relativă:

$$0 = R_2 \dot{i}_2 + j\omega_1'(L_2 \dot{i}_2 + L_{12} \dot{i}_1) \quad (2.7)$$

Pentru N măsurători experimentale, modelul matematic al metodei de identificare al rotorului, devine:

$$\omega_1' \hat{L}_{12} \begin{bmatrix} i_{d1}(1) \\ i_{q1}(1) \\ \vdots \\ i_{d1}(N) \\ i_{q1}(N) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{d0}(1) - i_{d1}(1) & -\omega_1'(i_{q0}(1) - i_{q1}(1)) \\ i_{q0}(1) - i_{q1}(1) & \omega_1'(i_{d0}(1) - i_{d1}(1)) \\ \vdots & \vdots \\ i_{d0}(N) - i_{d1}(N) & -\omega_1'(i_{q0}(N) - i_{q1}(1)) \\ i_{q0}(N) - i_{q1}(N) & \omega_1'(i_{d0}(N) - i_{d1}(N)) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_2 \\ \hat{L}_{\sigma 2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

O scriere mai compactă conduce la următoarea relație:

$$Y_2 = A_1 \hat{\theta}_2 \quad (2.9)$$

Prin aplicarea metodei celor mai mici pătrate asupra ecuației (2.9) va rezulta vectorul parametrilor rotorici:

$$\hat{\theta}_2 = [A_2^T A_2]^{-1} A_2^T Y_2 \quad (2.10)$$

Se definește funcția criteriu de optimizare - pe baza determinării rezidului regresiei ecuațiilor modelului statoric ca funcție de faza inițială a tensiunii statorice:

$$B_0(\varphi_i) = \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (u_d(\varphi_i) - \hat{R}_1 i_{q1}(\varphi_i) + u_q(\varphi_i) - \hat{R}_1 i_{d1}(\varphi_i)) - \frac{1}{N} \sum_k \omega_1 L_{\sigma 1} (i_{d1}(\varphi_i) + i_{q1}(\varphi_i)) + \dots \\ \dots + \frac{1}{N} \sum_k \omega_1 L_{12} (i_{d0}(\varphi_i) + i_{q0}(\varphi_i)) \quad (2.11)$$

Acum problema de identificare constă în determinarea orientării (a sistemului de coordonate) modelului matematic asociat metodei de identificare, care să conducă la minimizarea funcției criteriu, respectiv, rezidul regresiei. Orientarea, dată de către faza inițială a tensiunii statorice, va conduce la regularizarea metodei de identificare.

Schema bloc funcțională, care descrie principiul metodei de identificare, este reprezentată în fig. 2.1.

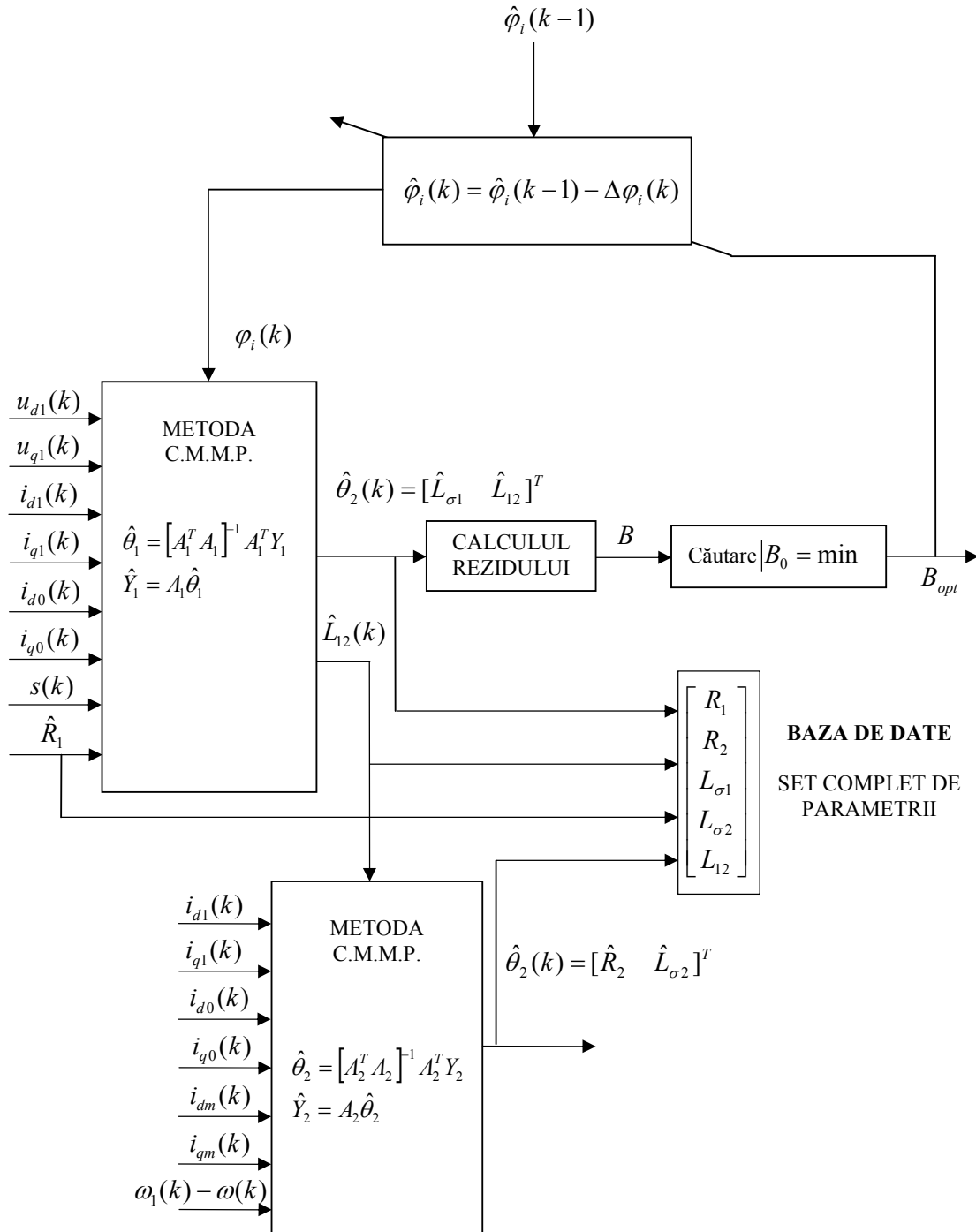


Fig. 2.1. Schema de principiu a metodei de identificare a parametrilor mașinii asincrone pe baza ecuațiilor de tensiune pe componente

2.3. Dezvoltarea metodei de identificare pe baza ecuațiilor de tensiune reprezentate în simbolic

Se transcrie ecuația statorică în regim staționar, reprezentată în complex simplificat sub următoarea formă:

$$\underline{U}_1 - R_1 \underline{I}_1 = \omega_1 L_{\sigma 1} (j \underline{I}_1) + \omega_1 L_{12} (j \underline{I}_0) \quad (2.12)$$

Dacă se separă părțile reale și cele imaginare rezultă următorul sistem:

$$\operatorname{Re}\{\underline{U}_1 - R_1 \underline{I}_1\} = \omega_1 L_{\sigma 1} \operatorname{Re}\{j \underline{I}_1\} + \omega_1 L_{12} \operatorname{Re}\{j \underline{I}_0\} \quad (2.13a)$$

$$\operatorname{Im}\{\underline{U}_1 - R_1 \underline{I}_1\} = \omega_1 L_{\sigma 1} \operatorname{Im}\{j \underline{I}_1\} + \omega_1 L_{12} \operatorname{Im}\{j \underline{I}_0\} \quad (2.13b)$$

Pe baza acestuia, pentru N date experimentale prelevate, rezultă sistemul matriceal de identificare a parametrilor primei etape:

$$\begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\underline{U}_1(1) - R_1 \underline{I}_1(1)\} \\ \operatorname{Im}\{\underline{U}_1(1) - R_1 \underline{I}_1(1)\} \\ \vdots \\ \operatorname{Re}\{\underline{U}_1(N) - R_1 \underline{I}_1(N)\} \\ \operatorname{Im}\{\underline{U}_1(N) - R_1 \underline{I}_1(N)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{j \underline{I}_1(1)\} & \operatorname{Re}\{j \underline{I}_0(1)\} \\ \operatorname{Im}\{j \underline{I}_1(1)\} & \operatorname{Im}\{j \underline{I}_0(1)\} \\ \vdots & \vdots \\ \operatorname{Re}\{j \underline{I}_1(N)\} & \operatorname{Im}\{j \underline{I}_0(N)\} \\ \operatorname{Im}\{j \underline{I}_1(N)\} & \operatorname{Im}\{j \underline{I}_0(N)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1 L_{\sigma 1} \\ \omega_1 L_{12} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Sub forma compactă, sistemul (2.14) se poate exprima astfel:

$$Y_1 = A_1 \theta_1 \quad (2.15)$$

Sistemul de ecuații (2.15) a rezultat supradimensionat (numărul de ecuații este mai mare decât cel de necunoscute), spre exemplu, pentru trei valori măsurate vor rezulta șase ecuații. Din acest motiv trebuie avut în vedere faptul că soluția poate fi nesingulară.

În vederea dezvoltării modelului de identificare al etapei a doua, se pleacă de la următoarele relații ce descriu curenții prin mașină:

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = I_0 \exp(j \varphi_0) \quad (2.16)$$

$$\underline{I}_1 = I_1 \exp(j(\varphi_i - \varphi_0)) \quad (2.17)$$

Curentul la mersul în gol și cel statoric pot fi reprezentați astfel:

$$\underline{I}_0 = \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = I_0 \exp(j \varphi_0) \quad (2.18)$$

$$\underline{I}_1 = I_1 \exp(j(\varphi_i - \varphi_0)) \quad (2.19)$$

Din cele două relații se poate deduce următoarea reprezentare a curentului statoric:

$$-j \underline{I}_1 = \frac{R_2}{L_{12}} \cdot \frac{\underline{I}_2}{\omega_1} + \frac{L_2}{L_{12}} (j \underline{I}_2) \quad (2.20)$$

Dacă se separă părțile reale și cele imaginare ale acestei relații, rezultă:

$$\operatorname{Re}\{-j \underline{I}_1\} = \frac{R_2}{L_{12}} \operatorname{Re}\left\{\frac{\underline{I}_2}{\omega_1}\right\} + \frac{L_2}{L_{12}} \operatorname{Re}\{j \underline{I}_2\} \quad (2.21a)$$

$$\operatorname{Im}\{-j \underline{I}_1\} = \frac{R_2}{L_{12}} \operatorname{Im}\left\{\frac{\underline{I}_2}{\omega_1}\right\} + \frac{L_2}{L_{12}} \operatorname{Im}\{j \underline{I}_2\} \quad (2.21b)$$

În cazul a N date experimentale prelevate rezultă următorul model matematic al metodei de identificare a parametrilor rotorici:

$$\begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{-j\underline{I}_1(1)\} \\ \operatorname{Im}\{-j\underline{I}_1(1)\} \\ \vdots \\ \operatorname{Re}\{-j\underline{I}_1(N)\} \\ \operatorname{Im}\{-j\underline{I}_1(N)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\left\{\frac{\underline{I}_2(1)}{\omega_1}\right\} & \operatorname{Re}\{j\underline{I}_2(1)\} \\ \operatorname{Im}\left\{\frac{\underline{I}_2(1)}{\omega_1}\right\} & \operatorname{Im}\{j\underline{I}_2(1)\} \\ \vdots & \vdots \\ \operatorname{Re}\left\{\frac{\underline{I}_2(N)}{\omega_1}\right\} & \operatorname{Im}\{j\underline{I}_2(N)\} \\ \operatorname{Im}\left\{\frac{\underline{I}_2(N)}{\omega_1}\right\} & \operatorname{Im}\{j\underline{I}_2(N)\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{R}_2 \\ \hat{L}_{12} \\ \hat{L}_2 \\ \hat{L}_{12} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Sub forma compactă, sistemul (2.22) se poate exprima astfel:

$$Y_2 = A_2 \theta_2 \quad (2.23)$$

Metoda de identificare astfel rezultată este liniară (ca structură), însă este neliniară în parametri datorită faptului că aceștia, în etapa a doua, nu se determină individual, ci prezentând o dependență de tip raport.

Pe baza modelului matematic al primei etape se determină rezidul regresiei ca funcție de faza inițială a tensiunii statorice:

$$\begin{aligned} B_0(\varphi_i) = & \frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (\operatorname{Re}(\underline{U}_1 - \hat{R}_1 \underline{I}_1(\varphi_i)) + \operatorname{Im}(\underline{U}_1 - \hat{R}_1 \underline{I}_1(\varphi_i))) - \frac{1}{N} \sum_k^N \omega_1 L_{\sigma 1} (\operatorname{Re}(j\underline{I}_1(\varphi_i)) + \dots \\ & \dots + \operatorname{Im}(j\underline{I}_1(\varphi_i))) + \frac{1}{N} \sum_k^N \omega_1 L_{12} (\operatorname{Re}(j\underline{I}_0(\varphi_i)) + \operatorname{Im}(j\underline{I}_0(\varphi_i))) \end{aligned} \quad (2.24)$$

Schema bloc funcțională, care descrie principiul metodei de identificare, este reprezentată în fig. 2.2.

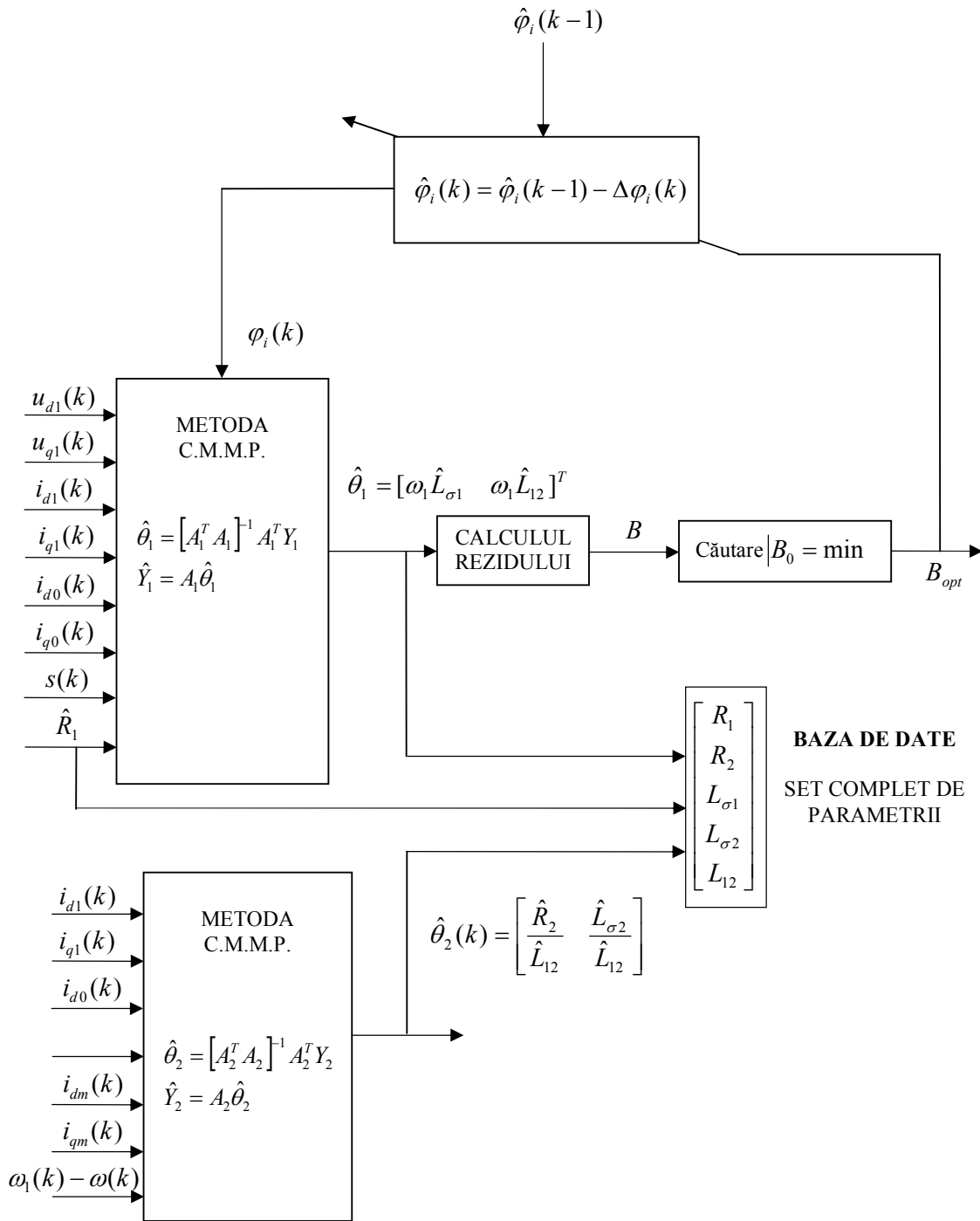


Fig. 2.2. Schema de principiu de identificare a parametrilor mașinii asincrone pe ecuațiile de tensiune ale modelului matematic

2.4. Standul experimental. Prezentare

În vederea validării metodelor de identificare propuse, se vor identifica parametrii mașinii asincrone de la standul experimental.

Schema de principiu a standului experimental este prezentată în fig. 2.3. În cadrul acestuia se urmărește utilizarea standului doar pe partea de curent alternativ.

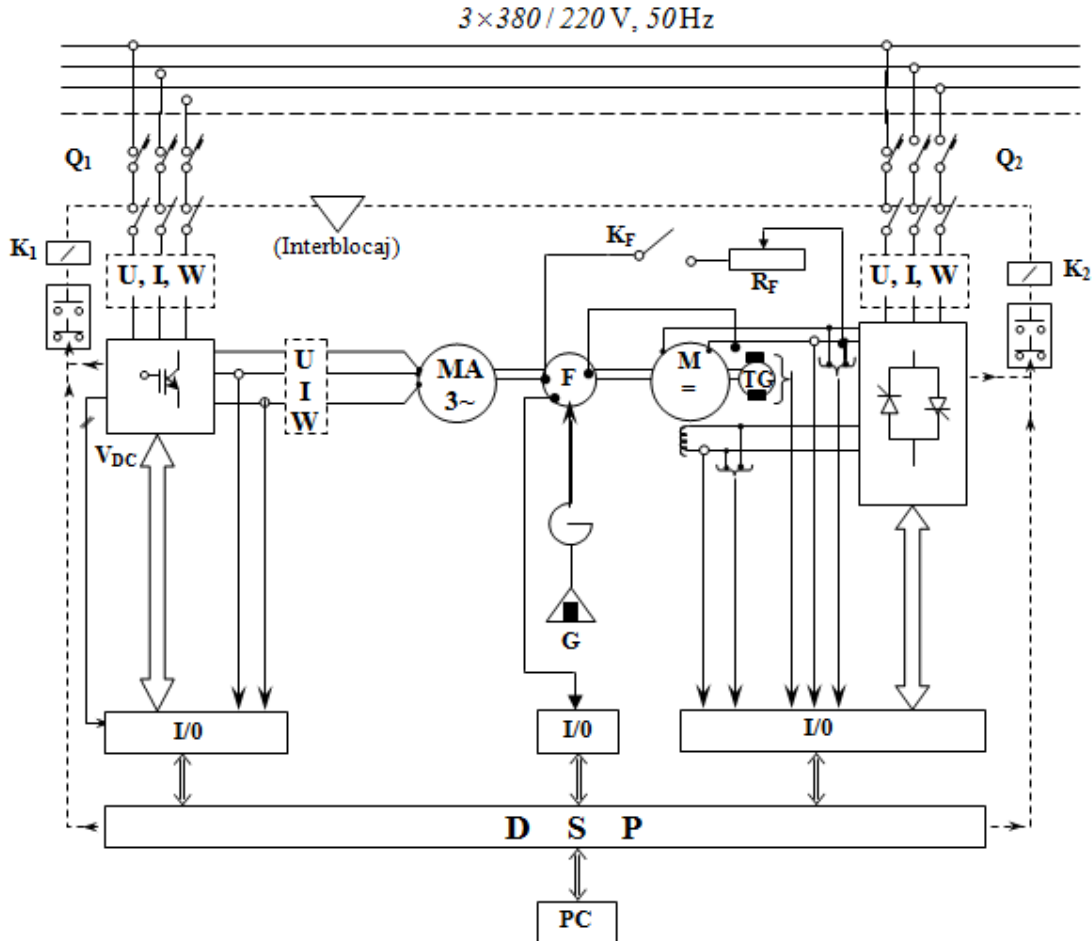


Fig. 2.3. Schema de principiu a standului experimental

Cele mai importante elementele ale acestui stand sunt simbolizate astfel:

1. U, I, W - instrumente de măsură pentru tensiune, curent și putere;
2. Q_1 și Q_2 - întrerupătoare principale de conectare/deconectare la rețea;
3. K_1 și K_2 - întrerupătoare principale de conectare/deconectare între partea de curent alternativ și cea de curent continuu;
4. MA și M - mașina asincronă și cea de curent continuu;
5. F - frâna electromecanică (G - reprezintă talerul și greutatea fixate pe acesta);
6. K_F - întrerupătorul de conectare al frânei electromecanice;
7. R_F - potențiometrul pentru ajustarea tensiunii de alimentare a frânei electromecanice.

Frâna electromecanică funcționează pe principiul mașinii asincrone cu rotorul masiv, anume cuplul activ produs la interacțiunea dintre câmpul magnetic generat de bobinele statorice și curenții turbionari dezvoltați în rotorul masiv discoid, și cel datorat greutăților, fixate pe talerul special realizat, în câmpul gravific al pământului, sunt egale.

Standul se află în curs de modernizare. Încercările s-au făcut la tensiune constantă impusă de rețea (convertoarele electronice de putere nu au fost considerate), variind sarcina prin intermediul frânei electromecanice.

Datele nominale ale mașinii asincrone supuse procesului de identificare a parametrilor sunt următoarele:

- Puterea nominală: $P_n=4$ [kW]
- Tensiunea nominală: $U_n=380$ [V]
- Frecvența nominală: $f_n=50$ [Hz]
- Factorul de putere nominal: $\cos\varphi = 0.84$

Mașina este dintr-o generație mai veche, și între timp structura sa a cunoscut, inerent, un proces de depreciere. Din acest motiv, parametrii vor prezenta particularități specifice unor astfel de considerații (sunt mult diferiți față de cei obținuți în proiectare, dacă s-ar face o comparație cu aceștia).

2.5. Identificarea parametrilor prin metoda dezvoltată pe baza ecuațiilor de tensiune pe componente

În vederea validării metodei liniare de identificare, au fost prelevate date experimentale la diverse sarcini. Datele experimentale, precum și unele mărimi necesare determinării caracteristicilor funcționale au fost reprezentate tabelul nr. 2.1.

Tabelul nr. 2.1. Date experimentale prelevate pentru diverse sarcini

Nr. Crt.	$U_f[V]$	$I_f[A]$	$P_1[W]$	$n[rpm]$	$s[\%]$	$\Omega_1[s^{-1}]$	$M_1[Nm]$	$P_2[W]$	$\cos\varphi$	$\eta[\%]$
1	225	3.8	360	1475	1.16	154.38	0	0	0.13	0
2	225	4	900	1470	2	153.86	3	461.58	0.34	51.29
3	225	4.2	1380	1465	2.3	153.33	6	919.98	0.47	66.66
4	225	4.7	1800	1460	2.6	152.81	9	1375.29	0.56	76.4
5	225	5.3	2340	1455	3	152.29	12	1827.48	0.65	78.1
6	225	5.8	2820	1450	3.3	151.76	15	2276.4	0.75	80.72
7	225	6.7	3336	1445	3.6	151.24	18	2722.32	0.76	81.16
8	225	7.2	3840	1440	4	150.72	21	3165.12	0.81	82.42
9	225	7.6	4273	1430	4.6	149.67	24	3590.4	0.83	84

Se identifică parametrii atât pentru diverse niveluri de sarcină (considerând câte trei valori pentru fiecare nivel): mică, medie și mare, cât și date situate în tot domeniul.

În fig. 2.4 s-au reprezentat mărimile specifice pentru determinarea orientării specifice: rezidul regresiei B_0 , reactanța de scăpari statorică $X_{\sigma 1}$ și cea de magnetizare X_{12} .

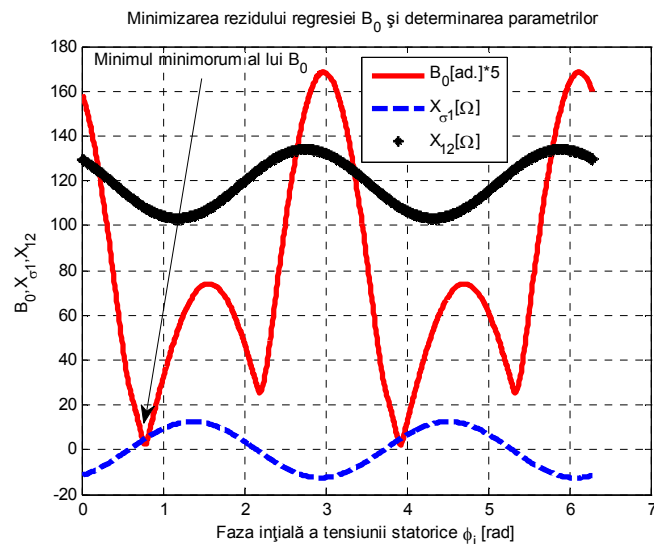


Fig. 2.4. Optimizarea rezidului regresiei la sarcini mici

Rezistența statorică a fost măsurată la valoarea $R_1=2.1$ [Ω]. Se urmărește, în continuare, identificarea celorlalți patru parametri rămași ai modelului matematic: inductivitatea de dispersie statorică $L_{\sigma 1}$, inductivitatea de magnetizare L_{12} , inductivitatea de dispersie rotorică $L_{\sigma 2}$ și rezistența rotorică R_2 ; mai comodă și mai des utilizată, în practică, este exprimarea în reactanțe ($X_{\sigma 1}$, $X_{\sigma 2}$ și X_{12}) față de cazul inductivităților, aspect care va fi utilizat în continuare.

Parametrii identificați, precum și valorile fazei inițiale a tensiunii - care optimizează valoarea rezidului regresiei - și sarcină sunt prezentați în tabelul nr. 2.2.

Tabelul nr. 2.2. Parametrii identificați pentru diverse nivele de sarcină

Nr. Crt.	$I_1[A]$	$R_1[\Omega]$	$X_{\sigma 1}[\Omega]$	$X_{12}[\Omega]$	$R_2'[\Omega]$	$X_{\sigma 2}'[\Omega]$	$\varphi_i[rad]$	B_{0min}
1	3.8	2.21	4.58	107.9	0.0061	0.15	0.774	0.431
2	4							
3	4.2							
4	4.7	2.21	3.9	107.7	0.0183	0.086	0.701	1.28
5	5.3							
6	5.8							
7	6.7	2.21	3.82	111.5	0.083	0.032	0.662	0.7
8	7.2							
9	7.6							

Reactanțele de dispersie statorice și rotorice scad odată cu creșterea sarcinii datorită efectului de saturație magnetică. În schimb, rezistența rotorică crește datorită efectului de refulare al curentului în barele rotorice.

Rezultatele obținute, pentru întregul set de date experimentale prelevate, sunt prezentate în tabelul nr. 2.3.

Tabelul nr. 2.3. Parametrii identificați pentru întregul set de date experimentale

$R_1[\Omega]$	$X_{\sigma 1}[\Omega]$	$X_{12}[\Omega]$	$R_2'[\Omega]$	$X_{\sigma 2}'[\Omega]$	$\varphi_i[rad]$	B_{0min}
4.857	3	109.7	0.012	0.16	0.686	2.31

Rezultatele specifice ale metodelor de căutare au fost reprezentate în tabelul nr. 2.4.

Tabel nr. 2.4. Rezultate optimizare

Nivel Sarcina	Metodă de optimizare	B_{0opt}	$\varphi_u[rad]$	Număr de generații/iterații
Mică	Algoritmi genetici	0.431	0.774	51
	Căutare directă			36
Medie	Algoritmi genetici	1.28	0.701	51
	Căutare directă			48
Mare	Algoritmi genetici	0.7	0.662	51
	Căutare directă			48
Întreg domeniu	Algoritmi genetici	0.686	2.31	51
	Căutare directă			42

O concluzie generală, dezvoltată pe baza tabelului nr. 2.4. este aceea că metoda căutării directe este mai rapidă decât cea a algoritmilor genetici și, deci, este mai pretabilă pentru implementarea metodelor dezvoltate în cadrul acestui capitol, totuși ea depinde de alegerea punctului de start al procesului de optimizare (în cazul de față s-a considerat punctul (0.0)).

2.6. Identificarea parametrilor prin metoda dezvoltată pe baza ecuațiilor de tensiune reprezentate în simbolic

În cazul dezvoltării metodei de identificare a parametrilor pe baza ecuațiilor reprezentate în simbolic, rezidul regresiei, reactanța de dispersie statorică și de magnetizare capătă variații specifice (fig. 2.5 – pentru cazul sarcinilor mici).

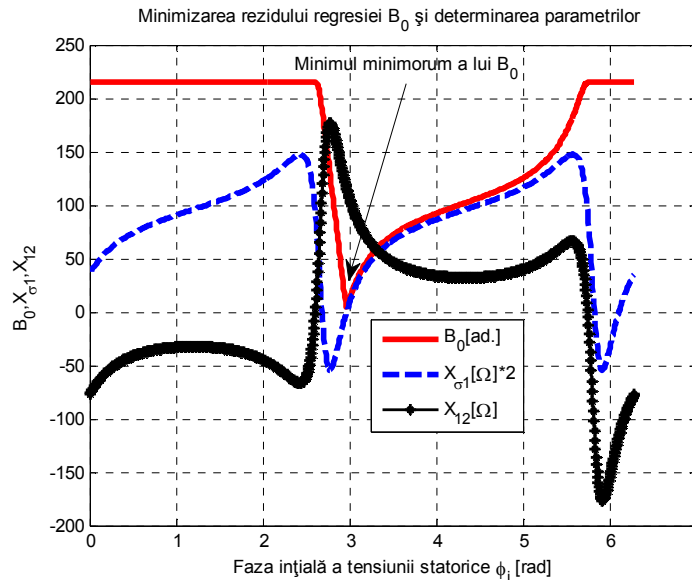


Fig. 2.5. Optimizarea funcției reziduu la sarcini mici

În acest caz, rezidul regresiei admite un minim aflat într-un interval mai mare, ceea ce facilitează optimizarea acestuia. Reactanțele, în comparație cu metoda precedentă, sunt tot periodice, însă nesinusoidale. Identificarea parametrilor se face în mod similar metodei precedente, determinându-se minimul minimorum al rezidului regresiei, care permite stabilirea sistemului de coordonate propriu regularizării metodei de identificare.

Rezultatele obținute în urma procesului de identificare sunt prezentate în tabelul nr. 2.5. Parametrii schemei echivalente de circuit sunt apropiați de cei obținuți în cadrul metodei precedente.

Tabelul nr. 2.5. Parametrii identificați pentru diverse nivele de sarcină

Nr. Crt.	$I_1 [A]$	$R_1 [\Omega]$	$X_{\sigma 1} [\Omega]$	$X_{12} [\Omega]$	$R_2' [\Omega]$	$X_{\sigma 2}' [\Omega]$	$\varphi_i [rad]$	B_{0min}
1	3.8	2.21	5.32	115.8	0.0049	0.16	2.964	5.11
2	4							
3	4.2							
4	4.7							
5	5.3							
6	5.8							
7	6.7							
8	7.2							
9	7.6							

Reactanțele de dispersie statorice și rotorice scad odată cu creșterea sarcinii datorită efectului de saturație magnetică. În schimb, rezistența rotorică scade datorită efectului de refulare al curentului în barele rotorice.

Parametrii identificați pentru pentru întregul set de date experimentale prelevatesunt prezentați în tabelul nr. 2.6.

Tabelul nr. 2.6. Parametrii identificați pentru întregul set de date experimentale

$R_1[\Omega]$	$X_{\sigma 1}[\Omega]$	$X_{12}[\Omega]$	$R_2'[\Omega]$	$X_{\sigma 2}'[\Omega]$	$\varphi_i[rad]$	B_{0min}
2.21	3.4	113.4	0.014	0.16	2.95	28.2

Rezultatele specifice metodelor de căutare specifice au fost reprezentate în tabelul nr. 2.7. Se observă numărul crescut de iterații utilizate în determinarea soluției pentru metoda căutării directe datorită păstrării aceluiași punct de plecare.

Tabel nr. 2.7. Rezultate optimizare

Nivel Sarcina	Metodă de optimizare	B_{0opt}	$\varphi_u[rad]$	Număr de generații/iterații
Mică	Algoritmi genetici	5.11	2.964	100
	Căutare directă			301
Medie	Algoritmi genetici	5.9	2.966	100
	Căutare directă			297
Mare	Algoritmi genetici	4.25	2.995	100
	Căutare directă			302
Întreg domeniu	Algoritmi genetici	28.2	2.995	100
	Căutare directă			301

Rezultatele obținute prin cele două metode sunt apropiate (în plaja maxim 15-20%). Acest aspect conduce la concluzia că metodele de identificare au fost formulate și soluționate corect.

2.7. Rezultate și discuții

La baza metodelor de identificare a parametrilor mașinii asincrone, propuse în cadrul acestui capitol, stau o serie de ipoteze simplificatoare precum:

- Se adoptă modelul de regim staționar și schema echivalentă corespunzătoare fără neglijarea pierderilor în fier;
- Se neglijează efectul temperaturii dezvoltate - în înfășurări și în circuitul feromagnetic al mașinii - asupra parametrilor acesteia;
- Se neglijează efectul saturației asupra parametrilor mașinii asincrone.

Se ține cont de erorile aparatelor de măsurare a datelor experimentale prin adoptarea unei metode statistice de identificare: metoda celor mai mici pătrate.

Se utilizează o metodă indirectă de validare a rezultatelor identificării prin regularizarea soluției de identificare. Pentru un set de date experimentale soluția numerică a problemei de identificare nu este unică.

S-a constatat experimental că faza inițială a fazorului tensiunii statorice influențează rezidul regresiei (eroarea medie patritică generalizată a ecuației de regresie). Această oportunitate este specifică sistemelor care operează cu fazori. Soluția unică rezultă prin aplicarea succesivă a metodei celor mai mici pătrate în vederea obținerii rezidului minim minimorum.

Din motivele expuse mai sus metoda elaborată în cadrul lucrării de doctorat este deosebit de utilă pentru identificarea parametrilor mașinilor aflate în exploatare, și poate fi utilizată atât în cadrul sistemelor de control cât și în cadrul sistemelor de monitorizare a stării mașinii.

2.8. Concluzii

În cadrul acestui capitol s-au dezvoltat două metode originale de identificare a parametrilor mașinii asincrone în regim staționar. Particularitatea esențială a mașinii asincrone, care a condus la această abordare este aceea că, spre deosebire de mașinile de c.c. și cele sincrone, modelul matematic al mașinii asincrone în regim staționar conține toți cei cinci parametri (această particularitate este prezentă doar la mașinile asincrone): rezistența statorică și cea rotorică (R_1, R_2), reactanța statorică și rotorică (X_1, X_2), respectiv, reactanța de magnetizare X_{12} , acest aspect conducând la demararea unor noi cercetări în sfera dezvoltării unor metode de identificare a parametrilor mașinii de asincrone în regim staționar.

Prima metodă propusă prezintă avantajul reducerii ordinului ecuațiilor modelului matematic al metodei de identificare prin decuplarea acestuia în două submodele care, la rândul lor, conduc la partajarea problemei generale de identificare, în general mai laborioasă, mai complexă, în două subprobleme cu grad de dificultate mai redus. În aceste condiții, metoda de identificare rezultată prezintă un grad de robustețe crescut. Mai mult de atât, criteriul impus – acela de căutare a minimumului minimorum al rezidului regresiei – se aplică doar submodelului primei etape, și nu întreg modelului, ca în cazul abordărilor clasice. Cele două etape sunt iterative și dependente între ele, necesitând soluționarea primei etape – din care se extrage inductivitatea de magnetizare – care va fi introdusă ca dată (apriorică) de intrare în cadrul celei de a doua etape. Modelul matematic al metodei de identificare, astfel construit, prezintă avantajul liniarității atât ca structură, cât și în parametri.

Cele de a doua metodă prezintă particularitatea independenței între cele două etape ale metodei de identificare, însă metoda nu mai este liniară în parametri datorită determinării, în cadrul celei de-a doua etape, a raportului a doi parametri. Totuși, determinarea parametrilor rotorici necesită cunoașterea inductivității de magnetizare întrucât aceștia rezultă raportați la această inductivitate. Avantajul principal al acestei metode este legat de forma de implementare în simbolic (complex) care elimină astfel dependența de timp, iar avantajele celeilalte metode se mențin.

Contribuțiile propuse, în cadrul acestui capitol, vin să armonizeze o clasă largă de metode clasice descrise conform standardului IEEE 112 [IEEE 04], acolo unde sunt descrise metode bazate pe schemele echivalente de circuit electric.

Regularizarea problemei de identificare, în vederea determinării soluției optime, descrisă și aplicată în cadrul celor două metode originale prezentate în cadrul acestui capitol, capătă un interes crescut întrucât existența unui spectru larg de scheme echivalente și modele matematice asociate mașinii asincrone, descrise de standardul IEEE 112, nu conferă, întotdeauna, certitudinea că - toate acestea - oferă rezultate apropiate de cele reale. Din acest motiv, regularizarea definită de optimizare rezidului regresiei aplicat doar ecuației statorice, poate fi o direcție importantă pentru dezvoltarea cercetărilor viitoare.

Depășirea dificultății în cazul identificării parametrilor mașinii asincrone cu rotorul în scurtcircuit, realizată, cu succes, în cadrul acestui capitol, este legată de dezvoltarea metodelor originale a căror funcție criteriu a fost definită doar pentru ecuațiile la care mărimile sunt disponibile în mod direct (cele ale statorului), evitând astfel definirea criteriului pentru ecuațiile rotorice – unde mărimile nu sunt accesibile.

Capitolul 3

CONTRIBUȚII PRIVIND DEZVOLTAREA UNEI NOI METODE DE EVALUARE A EFICIENȚEI GENERATORULUI ASINCRON

3.1. Introducere

Problematica evaluării performanțelor generatorului asincron în exploatarea – în cadrul sistemelor de conversie a energiei eoliene în energie electrică – este una de actualitate. Regimurile specifice de funcționare ale turbinelor de vânt cu viteză variabilă determină în timp alterarea performanțelor energetice ale mașinii care sunt responsabile de calitatea procesului de conversie energetic al mașinii. Ca atare, cunoașterea performanțelor în timp real este o prioritate în sistemele moderne.

Principalele obiective de cercetare dezvoltate în cadrul acestui capitol sunt următoarele:

- cercetarea posibilităților de realizare a unei metode originale de apreciere a calității procesului de conversie energetic al mașinii pe baza construirii unei funcții discriminante pe diverse niveluri de complexitate. Se urmărește ca distanța generalizată – dintre funcția discriminantă și punctele de date experimentale ale mașinii evaluate - să constituie o alternativă în aprecierea atât a performanțelor macroscopice (randament, factor de putere etc.), dar și a degradării globale a circuitelor electrice și magnetice ale mașinii;
- implementarea unei rețele neuronale cu funcție de activare de tip radial în mediul de simulare Matlab care să determine o funcție discriminantă definită în vederea aprecierii globale a stării mașinii;
- comparația dintre metoda clasică reprezentată de diagrama cercului și cea propusă în lucrarea descrisă de tehnica interpolării RBF (Radial Basic Function- rețea cu funcție de activare radială);
- utilizarea Tehnicii Fuzzy în auditul (evaluarea stării) mașinii asincrone pentru un număr limitat de date experimentale preluate;
- încadrarea în literatură a metodei propuse din perspectiva de alternativă la cele existente.

3.2. Metode pentru evaluarea calitativă a procesului de conversie energetic în spațiul componentelor active și reactive ale curentului statoric

Vom considera N mărimi funcționale esențiale (curenți, puteri, tensiuni etc.) ale mașinii asincrone, care vor fi luate în considerare în baza de date de evaluare ce urmează a fi construită. Fie o mașină m considerată din cadrul mulțimii $m=1,\dots,M$ și un set E de date experimentale preluate:

$$X_{mn} = \{X_m : m = 1 \div M, X_n : n = 1 \div N\} \quad (3.1a)$$

$$X_n^e = \{X^e : e = 1, E, X_n : n = 1 \div N\} \quad (3.1b)$$

Din cele M mașini care urmează a fi analizate (clasificate) este adoptată o mașină de referință, de obicei mașina cu cele mai ridicate performanțe energetice. Algoritmul de

evaluare a celor M-1 mașini rămase se definește în felul următor:

- Pe baza datelor experimentale X_{re} pentru mașina r s-a calculat funcția discriminantă $g(x_r)$ prin metoda rețelelor neuronale cu funcție de activare radială (RBF (Radial Basis Function)) sau cu ajutorul tehnicilor clasice de interpolare.

- În vederea evaluării mașinii $m \# r$ s-a calculat distanța din spațiul datelor experimentale dintre punctele de date experimentale X_{me} ale mașinii m și o funcție discriminantă construită pe baza mărimilor funcționale ale mașinii de referință. Aceste distanțe au fost determinate pe baza următoarei tehnici numerice de căutare definită astfel:

$$\text{Caută } \Delta X_{me} \mid \text{min până când } g(X_{me} + \Delta X_{me}) = 0 \quad (3.2)$$

- Distanțele dintre cele “e” puncte de regim staționar ale mașinii “m” și funcția discriminantă sunt determinate de relația:

$$d_m^e = \sum_{n=1}^N \text{sqrt}(\Delta X_n^e)^2 \quad (3.3)$$

Notă: Funcția discriminantă are proprietatea de a realiza o partiție a datelor (punctelor) experimentale, în sensul că $g(x) \geq 0$ dacă X se găsește în semiplanul stâng al spațiului datelor experimentale și, respectiv, $g(x) \leq 0$ dacă X se găsește în semiplanul drept. Ca o consecință a acestei partiții, distanțele corespunzătoare acestor puncte pot fi pozitive sau negative. Luând în considerare acest algoritm, evaluarea stării energetice a mașinii se poate face la diferite niveluri de complexitate după cum urmează:

- Nivelul 1, în spațiul componentelor active i_a , respectiv, reactive i_r , ale curentului statoric ($N=2$), i_a , i_r variabile. Considerăm tensiunea rețelei u și frecvența f constante, fără existența distorsiunilor, a nesimetriilor și a dezechilibrelor. Funcția discriminantă astfel definită este $g=g(i_a, i_r)$;

- Nivelul 2, pentru care $N = 4$, respectiv i_a , i_r , u , f sunt variabile, fără distorsiuni și dezechilibre. Funcția discriminată este $g=g(i_a, i_r, u, f)$;

- Nivelul 3, pentru care $N = 6$, respectiv, i_a , i_r , u , f , THD_u , THD_i sunt variabile, unde THD_u , THD_i sunt coeficienții de distorsiune armonică ai tensiunii și ai curentului. Funcția discriminată este definită de $g=g(i_a, i_r, u, f, \text{THD}_u, \text{THD}_i)$;

- Nivelul 4 pentru care $N = 7$, respectiv i_a , i_r , u , f_d , THD_u , THD_i sunt variabile iar factorul f_d ia în considerare starea de depreciere a circuitelor magnetice și electrice ale mașinii. Funcția discriminantă în acest caz devine $g=g(i_a, i_r, u, f, \text{THD}_u, \text{THD}_i, f_d)$.

În vederea îndeplinirii acestui scop se proiectează, se instruește și se examinează o rețea neuronală de tipul RBF (rețea neuronală cu funcție de activare radială) cu ajutorul funcției „newrb” și a celorlalte asemănătoare din toolbox-ul Neural Networks al soft-ului MATLAB [110]. În faza de instruire a rețelei se introduc datele de intrare și cele de ieșire (date obiectiv). Prin procesul de învățare al rețelei RBF funcția discriminantă a mașinii „r” a fost aproximată prin relația:

$$\bar{g}(X_r) = \sum_{e=1}^E W_e \Psi(X_r^e) \quad (3.4)$$

S-a utilizat funcția de activare radială – cea mai des utilizată – cea de tip gaussian:

$$\Psi(r) = \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.5)$$

unde r reprezintă distanța dintre vectorul de intrare X și funcția de bază centrală w_e , $e=1, \dots, E$, iar σ este parametrul funcției de activare care, pentru aplicațiile din domeniul statisticii, este denumit abatere standard. Prin utilizarea funcției de activare radială se introduce, astfel, un set E de funcții neliniare $\Psi(\cdot)$. Funcțiile sunt definite de următoarea relație:

$$W_e = \{w_e : e = 1 \div E\} \quad (3.6)$$

care sunt reprezentate de ajustarea funcției discriminante în punctele de instruire.

În faza de examinare a rețelei neuronale, datele de intrare în rețea sunt următoarele: datele mașinii asincrone ce urmează a fi evaluate (componentele curentului statoric ale mașinii x_1 și x_2 pentru nivelul 1) și funcția discriminantă a mașinii de referință.

Ieșirea rețelei neuronale este distanța d dintre funcția discriminantă și datele experimentale măsurate ale mașinii evaluate. Funcția discriminantă are valoarea este nulă $\hat{g}(X_r) = 0$ dacă (x_1, x_1) sunt (coincid cu) datele mașinii de referință și are valoarea diferită de zero $\hat{g}(X_r) = \pm \hat{d} \pm a(x_1, x_2)$, care reprezintă datele mașinii evaluate (alta decât cea de referință care a fost aleasă astfel încât să aibă cele mai bune performanțe).

Se urmărește utilizarea unui număr minim de date experimentale preluate (curenți și puteri), care să permită definirea funcției discriminate față de care se vor determina performanțele mașinilor asincrone supuse procesului de evaluare.

Un alt avantaj care se urmărește, este acela a determinării performanțelor mașinilor asincrone eliminând încercările specifice construcției diagramei cercului: mersul în gol și mersul cu rotorul calat.

Schema de bază a rețelei neuronale, implementată cu ajutorul funcției de activare radială – pentru diverse nivele de complexitate - este prezentată în fig. 3.1.

Datele de intrare și structura rețelei depinde de nivelul de complexitate la care se face evaluarea mașinii.

Avantajul rețelelor neuronale cu funcție de activare radială este acela că acestea sunt aproximatori universali, ceea ce permite aproximarea oricărei funcții continue suficient de bine. În plus, în raport cu celelalte tipuri de rețele neuronale, au timpul de instruire mult mai rapid, evitând astfel minimul local generat în aproximarea funcțiilor continue.

La nivelul 1 al evaluării se dispune de componenta activă $i_a=i_1$ și de cea reactivă $i_r=i_2$ a curentului statoric al mașinii, calculate cu relațiile:

$$i_1 = i \cos \varphi \quad (3.7)$$

$$i_2 = i \sin \varphi \quad (3.8)$$

unde prin $\cos \varphi$ s-a notat factorul de putere al mașinii.

Metoda clasică pentru determinarea performanțelor mașinii asincrone este dată de diagrama clasică a cercului. Se dorește, desigur, evaluarea unor performanțe ale unei mașini oarecare, prin raportarea la o mașină de referință care are performanțe ridicate, în regim de generator, dar, din nefericire, nu există, în literatura de specialitate, generatoare de eficiență ridicată care să poată fi considerate ca referință. Din acest motiv, în continuare, se vor face evaluări pentru regimul de motor întrucât pentru acesta din urmă există dezvoltată o adevărată gamă de mașini cu performanțe ridicate. Acest aspect nu va afecta generalitatea metodei întrucât se iau în calcul doar mărimi globale (curenți, tensiuni etc.), iar mașina ca și sistem fizic este reversibilă, astfel doar analiza este mutată din cadranul unu în cadranul doi al planului fazorilor de curenți.

Pot fi utilizați în mod univoc vectorii curenților statorici în regim staționar în sistem referențial cu orientare după tensiunea statorică ca și în cazul diagramei clasice a cercului [CIOC 94]. Fiecărui punct al datelor experimentale îi corespunde o valoare a alunecării certe în domeniul de definiție $-\infty \leq s \leq \infty$, unde prin “s” s-a notat alunecarea mașinii. Geometria acestor curbe depinde de parametrii mașinii (rezistențe și reactanțe). În timpul procesului de exploatare parametrii mașinii variază continuu și, implicit, cei ai diagramei cercului. Prin urmare, traiectoria componentelor actuale ale curenților statorici (fazorilor) în sistemul de referință al coordonatelor statorice este reprezentată de o familie de cercuri care aproximează porțiunile traiectoriei. Pentru aceeași viteză sincronă, putere nominală și construcție se obțin caracteristici diferite de tipul $i_a = f(i_r)$, care corespund la diferitele tipuri de mașini disponibile.

În fig. 3.1 au fost considerate trei tipuri de mașini asincrone ($M=3$) cu aceleași date nominale, însă cu randamente energetice diferite. Considerăm că, pentru fiecare mașină în parte, s-au prelevat date experimentale în șapte puncte de funcționare ($D=7$), în spațiul componentelor active i_1 și reactive i_2 ale curentului statoric ($N=2$). Datele experimentale ale mașinii cu numărul 2 (mașina de referință) au fost utilizate în vederea interpolării funcției discriminante $g(x_2)$.

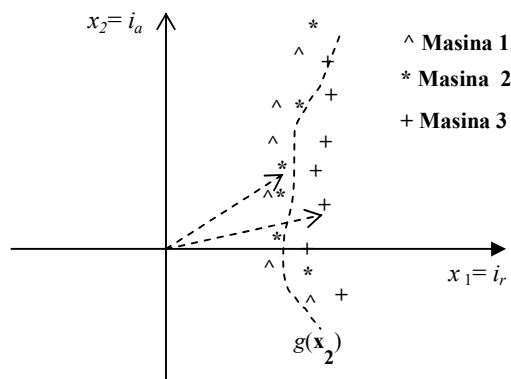


Fig. 3.1. Reprezentarea punctelor de date experimentale pentru trei tipuri de mașini asincrone - cu aceleași date experimentale - și partajarea acestor puncte prin intermediul funcției discriminante $g(x_2)$.

Așa cum s-a mai arătat [CIOC 94], randamentele conversiei energetice pentru puncte situate în interiorul pseudocercului $g(x_1)$ sunt mai reduse (mai mici) decât pentru cele situate în afara acestuia (factor de putere ridicat).

În general, mașina nu este conectată direct la rețea, intercalându-se fie direct o capacitate, fie convertoare electronice de putere cu circuite intermediare de c.c. pe bază de capacitor (în cazul cel mai uzual). Aceste circuite nu vor schimba factorul de putere propriu al mașinii și, ca atare, nu vor contribui la creșterea randamentului conversiei, însă vor contribui la îmbunătățirea factorului de putere al rețelei. Din motivele menționate, evaluarea procesului de conversie al mașinii asincrone se va face prin măsurarea curenților și puterii active direct la terminalele mașinii.

Metoda propusă pentru interpolarea funcției discriminante s-a bazat pe o serie de date experimentale preluate pentru patru regimuri staționare de funcționare la diferite niveluri ale puterii (sarcinii) de ieșire: 25%, 50%, 75% și 100% din puterea nominală a mașinii. Aceste date experimentale pot fi găsite, spre exemplu, în baza de date denumită motor master (MM) [MMD 05] sau pot fi obținute de la furnizorul mașinii în urma testelor la bancul de probe. În cadrul primului nivel de evaluare, funcția discriminantă este determinată cu ajutorul diagramei cercului și a rețelei RBF ca loc geometric al curenților mașinii de referință.

Este cunoscut faptul că diagrama cercului este determinată prin utilizarea datelor experimentale prelevate pentru trei regimuri diferite: încercarea la mersul în gol, încercarea cu rotorul cald și încercarea la mersul nominal; aceste date vor fi prelucrate în cadrul unei metode grafo-analitice. Datele experimentale determină în mod univoc cei trei parametri esențiali ai cercului: coordonatele centrului cercului (a, b) și raza acestuia r , conform cu ecuația:

$$g(x_1, x_2) = (x_1 - a)^2 + (x_2 - b)^2 - r^2 \quad (3.9)$$

Dacă vom dispune de un set de date experimentale pentru componentele curentului statoric, ecuația (3.9) va căpăta următoarea formă:

$$A \cdot \theta = Y \quad (3.10)$$

$$A = \begin{bmatrix} i_a(1) & i_r(1) & 1 \\ i_a(2) & i_r(2) & 1 \\ \vdots & \vdots & 1 \\ i_a(E) & i_r(E) & 1 \end{bmatrix}; \quad \theta = \begin{bmatrix} 2a \\ 2b \\ R^2 - a^2 - b^2 \end{bmatrix}; \quad (3.11)$$

$$Y^T = [i_r^2(1) + i_a^2(1) \quad i_r^2(2) + i_a^2(2) \dots i_r^2(E) + i_a^2(E)] \quad (3.12)$$

În cazul utilizării unei matrici de forma $3 \times D$ și a vectorului $y \in R^E$, soluția obținută prin metoda celor mai mici pătrate aplicată ecuației (3.10) devine:

$$\hat{\theta} = (A^T A)^{-1} A^T Y. \quad (3.13)$$

Sistemul are soluție unică prin metoda celor mai mici pătrate dacă și numai dacă matricea $A^T A$ este inversabilă.

În general aproximarea pe porțiuni a funcțiilor nu este o problemă bine formulată deoarece nu garantează că oferă o soluție (ieșire) unică pentru orice intrare, iar ieșirea nu depinde în mod continuu de timp.

Vom considera cele E puncte de date experimentale $E_k(i_1(k), i_2(k))$, $k=1 \div E$ și cercul care aproximează cel mai bine aceste date. Considerăm, în continuare, că cercul are centrul de coordonate $C(a,b)$ și rază r . Parametrii cercului a , b și r pot fi găsiți cu ajutorul metodei de gradient descrise de funcțiile $\partial J/\partial r$, $\partial J/\partial a$, $\partial J/\partial b$ ale parametrilor cercului. Se minimizează funcția cost J a parametrilor cercului r , a , b :

$$J = \sum_{k=1}^N (d_i - r)^2 \quad (3.14)$$

$$d_i = \text{sqrt}((i_r - a)^2 + (i_a - b)^2) \quad (3.15)$$

unde prin d_i s-a notat distanța euclidiană dintre punctele E_i și centrul cercului C . O abordare și mai robustă în privința tehnicii de căutare a parametrilor cercului este dată de metoda Levenberg-Marquard (o metodă a lui Gauss-Newton descendentă discretă) și metoda gradientului conjugat [16].

3.3. Analiza calitativă a procesului de conversie al mașinii asincrone pe baza unui număr limitat de încercări

Analiza comparativă a calității procesului de conversie energetic al mașinii este bazată pe funcția discriminantă a mașinii asincrone cu cele mai mari performanțe. De obicei, producătorii de mașini oferă – în bazele de date specifice – date experimentale ridicate pentru patru regimuri specifice. Datele experimentale sunt date pentru procente de 25, 50, 75 și 100% din sarcina nominală.

În aceste condiții au fost ridicate trei diagrame ale cercului pentru diverse specificații, după cum urmează:

- diagrama cercului la sarcină mică pentru punctele p_{50} , p_{25} , p_0 ;
- diagrama cercului la sarcină medie pentru punctele p_{75} , p_{50} , p_{25} ;
- diagrama cercului la sarcină mare pentru punctele p_{50} , p_{75} , p_{100} .

unde p_i , $i=0, 25, 50, 75, 100$ sunt nivelurile de sarcină, exprimate în unități relative (u.r.). Considerăm că puterea la mersul în gol p_0 nu este disponibilă din datele experimentale uzuale. Ca o consecință a acestui aspect, vom estima curentul de mers în gol pe baza diagramei cercului ridicată pentru sarcină medie. Pe piața din domeniu există diferite mașini asincrone de generații diferite și de diverse calități ale procesului de conversie la diferite niveluri de

sarcină. Vom considera F ca fiind distanța generalizată pătratică dintre diagrama cercului și datele reprezentative ale celor E mașini asincrone evaluate:

$$F = \frac{1}{E} \sum_{k=1}^E [(i_a(k) - b)^2 + (i_r(k) - a)^2 - r^2] \quad (3.16)$$

unde a , b și r sunt parametrii geometrici ai cercului mașinii asincrone considerată ca drept referință, iar mărimile $i_a(k)$, $i_r(k)$, sunt componentele curentului statoric active și reactive a celor E mașini asincrone evaluate.

În abordarea clasică, evaluarea calitativă a procesului de conversie energetic se bazează pe randament și pe factorul de putere. În cadrul acestui capitol s-a propus o caracterizare a procesului de conversie energetic pe baza funcției criteriu F .

Distanța generalizată dintre datele măsurate ale mașinii asincrone evaluate și funcția discriminantă este descrisă de relația:

$$D = \text{sqrt}(F) \quad (3.17)$$

În acest sens, s-a găsit gradul de apropiere D al mașinii evaluate în raport cu mașina cu cele mai ridicate performanțe energetice.

Pentru faptul că sunt luate în calcul trei stări ale mașinii (sarcină redusă, medie și ridicată), locul geometric al fazorilor curenților statorici s-a aproximat pe porțiuni prin trei arce de cerc construite pe baza datelor experimentale corespunzătoare regimurilor funcționale la sarcină redusă, medie și ridicată. În această situație, dintre toate cele trei distanțe s-a reținut cea cu valoarea minimă:

$$D = \min(D_i) \quad (3.18)$$

$$D_i = \text{sqrt}((i_q(k) - a_i)^2 + (i_d(k) - b_i)^2 - r_i^2) \quad (3.19)$$

unde a_i , b_i , și r_i sunt parametrii cercurilor interpolate $i=1,2,3$.

Cu cât este mai mare distanța generalizată a mașinii examinate, în spațiul datelor experimentale față de funcția discriminantă a mașinii de referință, cu atât mai mare este gradul de depreciere al procesului de conversie al energiei în mașina examinată. Funcția discriminantă la care se raportează mașina examinată este obținută cu ajutorul datelor corespunzătoare unei mașini de ultimă generație.

3.4. Verificări experimentale

Metoda propusă în cadrul acestui capitol are drept scop utilizarea ei în aplicațiile practice în care evaluarea eficienței mașinii are o importanță ridicată asupra funcționării armonioase a întregului sistem în care este integrată mașina. În acest sens, se urmărește – din punct de vedere al practicii industriale și experimentale – dezvoltarea unei metode care să permită o tratare unitară a mașinilor electrice din punct de vedere al procesului de conversie .

În vederea demonstrării algoritmului propus, se vor face verificări experimentale la diverse niveluri de sarcină, pentru mașini asincrone de aceeași tensiune, frecvență și viteză, având, însă, puteri ce diferă cu un ordin de mărime. În acest sens, au fost alese trei tipuri de mașini premium (cu cele mai bune performanțe întâlnite pe piață) cu următoarele date nominale: viteza sincronă de 1500 rpm, tensiunea de linie de 400V, frecvența de 50 Hz și puteri de 1.1KW, 11kW, 110kW, care au fost considerate ca mașini de referință. Pe baza datelor furnizate de producători au fost construite funcțiile discriminante în varianta diagramei cercului, respectiv, interpolarea prin tehnica RBF. În fig. 3.2 sunt prezentate diagramele cercului $i_a = f(i_r)$ pentru două mașini premium de putere mare și mică (1.1KW și 110KW). Funcțiile discriminante au fost approximate pe porțiuni prin trei arce de cerc. S-a constatat experimental că diagramele cercului obținute în cazul sarcinilor medii și mici sunt foarte apropiate între ele astfel încât în fig. 3.2 se disting numai două cercuri.

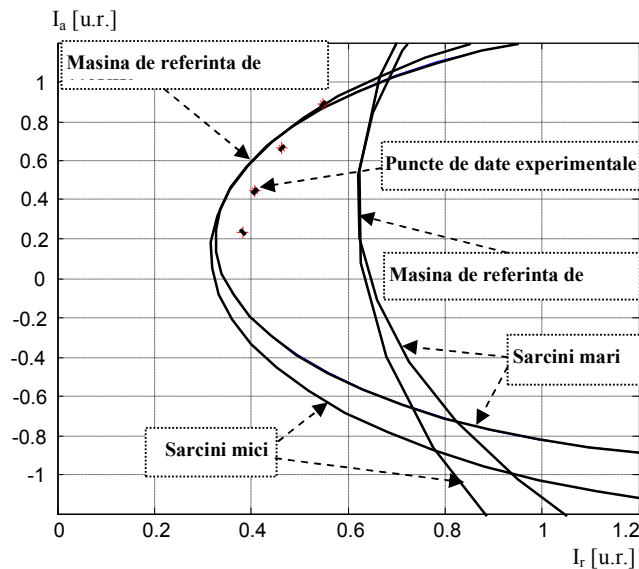


Fig. 3.2. Diagrammele cercului ca funcții discriminante pentru mașinile de 1.1 și 110 kW

Alte evaluări pentru trei mașini asincrone cu aceleași date nominale ca și cele de referință (premium) au fost alese din baza de date a producătorilor pentru comparație. În fig. 3.3 sunt prezentate, de asemenea, diagramele cercului ridicate pentru patru puncte de date experimentale, pentru cazul unei singure mașini evaluate (mașina de putere nominală de 110 KW).

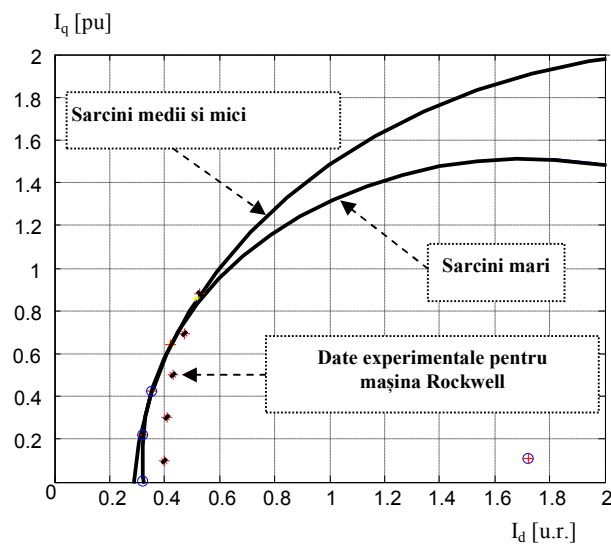


Fig. 3.3. Funcția discriminantă (diagramele cercului) pentru mașina premium și reprezentarea a cinci puncte experimentale de curent ale mașinii evaluate.

În tabelul nr. 3.1 sunt prezentate distanțele D_i , $i=1,4$ dintre punctele de funcționare în regim staționar pentru mașina asincronă evaluată și funcția discriminantă descrisă de mașina premium.

În vederea validării noi metode dezvoltate în cadrul acestui capitol, se compară aceasta – pentru nivelul de complexitate 1 – cu diagrama clasică a cercului (în cadrul acestui nivel metoda RBF și diagrama cercului sunt echivalente, și se urmărește obținerea aceluiași rezultat), pentru o serie de trei mașini asincrone.

Aceste distanțe au fost determinate utilizând două variante de tehnici: diagrama clasică a cercului și interpolarea funcției discriminate prin tehnica RBF.

Tabelul. nr. 3.1. Distanțele dintre punctele mașinilor evaluate și funcția discriminantă a mașinii de referință, pentru datele nominale 1.1kW, 11KW, 110KW, 400V, 50Hz.

Putere	Sarcină					
	Distanța	25 [%]	50 [%]	75 [%]	90 [%]	D _g [u.r.]
1.1KW	D _{CERC} [u.r.]	-0.032	0.0203	-0.0266	-0.0384	-0.0150
	D _{RBF} [u.r.]	-0.026	0.0209	-0.0265	-0.0406	-0.0147
	ε _D [u.r.]	0.1875	-0.0296	0.0038	0.0573	-
	ε _D [%]	18.75	2.96	0.038	5.7	-
	ε _{Dg} [u.r.]	-	-	-	-	0.02
	ε _{Dg} [%]	-	-	-	-	2
11KW	D _{CERC} [u.r.]	0.0132	-0.0631	-0.1035	-0.1104	-0.0411
	D _{RBF} [u.r.]	0.0156	-0.0673	-0.1050	-0.1044	-0.0408
	ε _D [u.r.]	-0.1818	-0.0666	-0.0145	0.0543	-
	ε _D [%]	-18	-6.66	-1.45	5.43	-
	ε _{Dg} [u.r.]	-	-	-	-	0.0073
	ε _{Dg} [%]	-	-	-	-	0.73
110KW	D _{CERC} [u.r.]	5.7e-06	-0.0335	-0.0517	-0.0619	-0.0218
	D _{RBF} [u.r.]	5.2e-06	-0.0365	-0.0534	-0.0555	-0.0213
	ε _D [u.r.]	0.0877	0.0896	-0.0329	0.1034	-
	ε _D [%]	8.77	8.96	-3.29	10.34	-
	ε _{Dg} [u.r.]	-	-	-	-	0.229
	ε _{Dg} [%]	-	-	-	-	2.29

Rezultatele experimentale pentru o mașină cu datele 75HP, 1800 rpm, și 460V, mărimi ce au fost măsurate în procesul industrial de exploatare sunt prezentate în tabelul nr. 3.2

Tabelul. nr. 3.2. Rezultate mașină evaluată

I[A]	37.2	46.1	60.2	76.4	93.4	101.9	110.4
cosφ	0.242	0.595	0.756	0.825	0.857	0.866	0.872

În vederea evaluării calității procesului de conversie al mașinii asincrone menționate s-a construit funcția discriminantă pentru o mașină premium cu aceleași date nominale (75HP, 1800 rpm, 460V). Rezultatele obținute în urma procesului de evaluare sunt prezentate în fig. 3.4 și în tabelul nr. 3.3.

Tabelul. nr. 3.3. Distanțele dintre punctele mașinii evaluate și funcția discriminantă a mașinii de referință, pentru puteri de 75 kW, 400V, 1500rpm.

D ₁ (C/RBF)	D ₂ (C/RBF)	D ₃ (C/RBF)	D ₄ (C/RBF)	D ₅ (C/RBF)	D (C/RBF)
-0.1017	-0.0803	-0.0578	-0.0298	2.4317e-4	-0.0362
-0.0786	-0.0770	-0.0602	-0.0312	1.1e-3	-0.0323

Metoda de evaluare propusă oferă în plus următoarea posibilitate: predicția curenților absorbiți de o mașină premium cu care s-ar înlocui mașina examinată aflată în exploatare (tabelul nr. 3.4).

Tabelul nr. 3.4. Comparația dintre o mașină de generație mai veche cu datele nominale 75HP, 1800 rpm, 460V, și curenții estimați pentru o mașină premium de aceeași putere

Curentul masurat $I_{[u.r.]}$	0.4088	0.5066	0.6615	0.8396	1.0264
Curentul estimat $\hat{I}_{[u.r.]}$	0.3320	0.4435	0.6238	0.8218	1.0265
\hat{I}/I	0.6596	0.7664	0.8893	0.9580	1

Notă: Funcția discriminantă (fig. 3.4) a fost obținută pe baza unui număr redus de puncte de date experimentale (25, 50, 75, și 100% procente din sarcina nominală) pentru o mașină premium.

Curentul real este descris de următoarea relație:

$$I_e = X_e = \{i_e : e = 1,5\}, i_e = \sqrt{x_1^2 + x_2^2} \quad (3.20)$$

unde x_1 și x_2 reprezintă componentele active și reactive ale curentului (2.4, 2.5).

Curentul estimat este descris de următoarea relație:

$$\hat{I}_e = \hat{X}_e = \{\hat{i}_e : e = 1,5\}, \hat{i}_e = \sqrt{\hat{x}_1^2 + \hat{x}_2^2} \quad (3.21)$$

Predicția curentului mașinii premium \hat{I}_e pe baza curentului I_e (tabelul nr. 3. 4) se realizează cu ajutorul algoritmului descris de relația (3.2).

Caută $\Delta\hat{X}_e$ pâna când $g(X_e + \Delta\hat{X}_e) = 0$.

Acum curentul predicționat capătă următoarea formă:

$$\hat{X}_e = X_e + \Delta\hat{X}_e \quad (3.22)$$

Funcția g este funcția discriminantă a mașinii premium aproximată prin teoria diagramei cercului sau tehnica de interpolare RBF, construite pe baza datelor furnizate de producătorii de mașini.

În tabelul 3.4 au fost prezentate informații cu privire la estimarea reducerilor de forma raportului energie/cost, realizate pe baza comparației dintre o mașină de generație mai veche aflată în exploatare și o mașină de generație mai nouă reprezentată de mașina premium. Metodele de testare/verificare/încercare necesită măsurarea curentului și a puterii cu ajutorul traductoarelor fără contact, și astfel, se poate determina factorul de putere pe baza componentelor curentului statoric. O reducerea a sarcinii cu 7%, de exemplu, va conduce la scăderea cu 13.5% a pierderilor în cupru din înfășurarea statorică.

3.5. Abordarea evaluării stării mașinii asincrone prin tehnica Fuzzy (utilizarea logicii nuanțate)

În subcapitolele anterioare s-a demonstrat, cu succes, utilizarea rețelelor neuronale în aproximarea unui număr redus de date experimentale, în vederea construcției funcției discriminante care stă la baza metodei propuse. În plus, distanța generalizată, ca indicator global, a demonstrat atât gradul de apropiere între metoda propusă în comparație cu cea clasică, cât și starea globală a mașinii. Totuși, din punct de vedere practic interesează caracterizarea stării mașinii în întreg domeniul (contabilizat, în special, prin nivelul de sarcină din exploatare). Informația apriorică utilizată, în cadrul acestui demers, este distanța raportată definită ca raport între distanța actuală și cea impusă de către funcția discriminată.

Abordarea modernă, pentru rezolvarea problemelor de inferență, presupune utilizarea tehnicilor fuzzy. Schema bloc a rețelei fuzzy pentru aprecierea stării mașinii este descrisă în fig. 3.4.

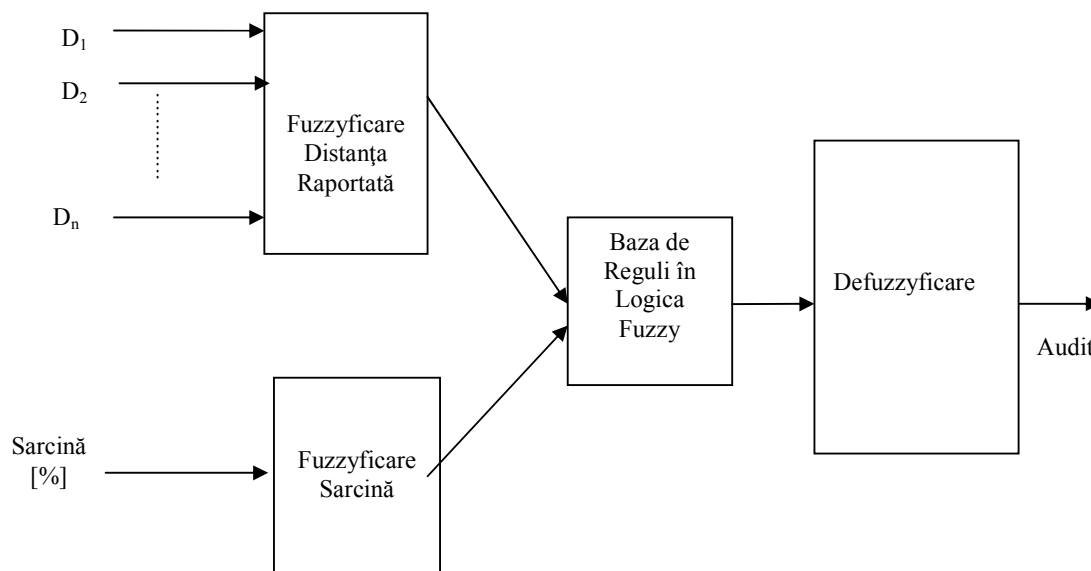


Fig. 3.4. Schema bloc a rețelei Fuzzy pentru evaularea stării energetice a unei mașini asincrone

În cadrul acestei rețele, variabilele de intrare sunt: distanța raportată $D_i[u.r.]$, $i = 1 \div n$, n reprezentând numărul de distanțe introduse, și nivelul de sarcină [%].

Variabilele lingvistice ale submulțimilor Fuzzy ale distanței sunt următoarele (s-a prezentat și denumirea originală din limba engleză, respectiv, au fost adăugate, suplimentar, alte două variabile (cele cu absolut)):

1. NA- negative absolute/negativ absolut;
2. NG – negative great/negativ mare;
3. NM – negative medium/negativ mediu;
4. NS – negative small/negativ mic;
5. Z – zero/zero;
6. P– positive /pozitiv mic;
7. PA-positive absolute/pozitivă absolut.

Pentru sarcină s-au adoptat următoarele variabile lingvistice:

1. Nulă– în jurul valorii de mers în gol;
2. Mică – în jurul valorii de 25% ;
3. Medie – în jurul valorii de 50% ;
4. Mare – în jurul valorii de 75% ;
5. Nominală – în jurul valorii de 100% .

Funcțiile de apartenență, utilizate în fuzzyficarea distanței, au fost reprezentate grafic în fig. 3.6.

În tabelul nr. 3.5 sunt definite regulile de fuzzyficare a sarcinii. În cadrul acesteia s-au utilizat variabilele lingvistice definite anterior.

Tabelul nr. 3.5. Definirea regulilor prin variabile lingvistice

Nr. Crt.	Sarcină		Nulă-0%	Mică-25%	Mare-50%	Medie-75%	Nominală-100%
	Distanța						
1	NA		LN	LN	LN	D	D
2	NG		S	LN	LN	LN	D
3	NM		B	S	S	S	LN
4	NS		FB	B	B	S	S

5	Z	FB	FB	B	B	B
6	P	FB	FB	FB	FB	FB
7	PG	E	E	FB	FB	EB

În acest caz variabilele lingvistice utilizate au următoarea semnificație:

1. LN – limită negativă
2. D – defect
3. S – sufficient
4. B - bine
5. FB – foarte bine
6. E – excellent

O abordare și mai utilă este dată de aprecierea stării mașinii prin acordarea de calificative, care să corespundă celor lingvistice. Astfel, în tabelul 3.6 sunt acordate calificative în funcție de starea mașinii.

Tabelul 3.6. Definirea regulilor prin acodare de calificative

Nr. Crt.	Sarcină	Nulă-0%	Mică-25%	Mare-50%	Medie-75%	Nominală-100%
	Distanță					
1	NA	1	1	1	0	0
2	NG	4	2	2	1	1
3	NM	6	4	3	2	2
4	NS	7	5	4	3	3
5	Z	8	7	6	5	4
6	P	9	8	7	7	7
7	PG	10	9	9	9	8

Acodarea calificativelor a avut în vedere ca distanțele pozitive la sarcini mici să conducă la valori mari ale acestora, iar pe măsura depărtării de această stare, calificativele să își reducă valoarea.

Un exemplu privind etichetarea lingvistică a procesului de audit al mașinii asincrone, definit la intersecția cu dreapta de sarcină de 25 %, a fost reprezentat în fig. 3.8. Pe orizontală a fost definită fuzzyficarea distanței, iar pe verticală fuzzyficarea sarcinii.

Prin utilizarea tehnicilor Fuzzy se urmărește ca mașina evaluată să poată fi complet caracterizată în domeniul considerat.

În continuare, se prezintă implementarea sistemului Fuzzy de evaluare a mașinii asincrone realizată cu ajutorul Toolbox-ului Fuzzy Logic din pachetul de simulare Matlab.

Astfel, în fig. 3.5 este prezentată fereastra pentru schema logică Fuzzy:

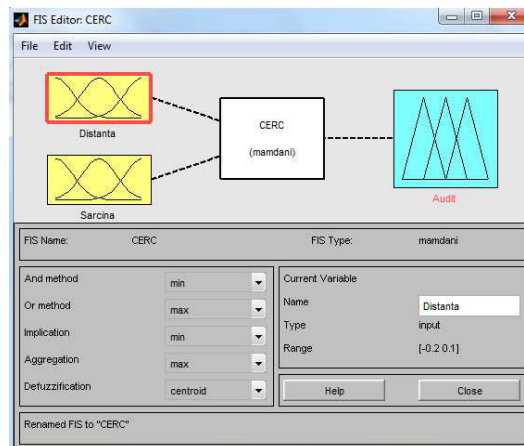


Fig.3.9. Schema logică Fuzzy

Rezultatele auditului celor trei tipuri de mașini asincrone au fost prezentate în Tabelul 3.7.

Tabelul 3.7. Rezultatele auditului mașinii asincrone

Putere	Sarcină	25	50	75	90
	Distanța	[%]	[%]	[%]	[%]
1.1KW	$D_{CERC}[u.r.]$	-0.032	0.0203	-0.0266	-0.0384
	$D_{RBF}[u.r.]$	-0.026	0.0209	-0.0265	-0.0406
	A_{CERC}	6.78	6.42	6.04	3.67
	A_{RBF}	6.82	6.43	6.04	3.59
	$\varepsilon_A[u.r.]$	-0.0059	-0.0016	0	0.0218
	$\varepsilon_A[\%]$	-0.59	-0.16	0	2.18
11KW	$D_{CERC}[u.r.]$	0.0132	-0.0631	-0.1035	-0.1104
	$D_{RBF}[u.r.]$	0.0156	-0.0673	-0.1050	-0.1044
	A_{CERC}	7.3	3.7	1.9	1.72
	A_{RBF}	7.35	3.63	1.87	1.86
	$\varepsilon_A[u.r.]$	-0.0068	0.0189	0.0158	-0.0814
	$\varepsilon_A[\%]$	-0.68	1.89	1.58	-8.14
110KW	$D_{CERC}[u.r.]$	5.7e-06	-0.0335	-0.0517	-0.0619
	$D_{RBF}[u.r.]$	5.2e-06	-0.0365	-0.0534	-0.0555
	A_{CERC}	7	4.76	2.95	2.7
	A_{RBF}	7	4.67	2.91	2.83
	$\varepsilon_A[u.r.]$	0	0.0189	0.0136	-0.0481
	$\varepsilon_A[\%]$	0	1.89	1.36	-4.81

Auditul a fost determinat având distanțele derminate prin cele două metode: metoda diagramei cercului și metoda RBF; unde A_{CERC} reprezintă auditul determinat pe baza distanței calculate prin diagrama cercului, iar A_{RBF} auditul determinat pe baza metodei propuse de autor.

Rezultatele numerice obținute în urma prelucrărilor numerice cu ajutorul tehnicii Fuzzy au relevat, încă o dată, gradul foarte mare de apropiere dintre metoda clasică (diagrama cercului) și cea propusă în cadrul acestui capitol.

Tehnicile fuzzy pot fi utilizate, împreună cu algoritmul dezvoltat pe baza funcției discriminante, în vederea evaluării mașinilor în faza de proiectare la standul de probă al producătorului. În acest caz, mașinile sunt din aceeași generație, și funcția discriminantă poate fi construită pe baza datelor uneia dintre mașini considerată de referință.

3.5. Concluzii

O metodă originală de evaluare calitativă a procesului de conversie energetic al mașinii asincrone printr-o analiză comparativă cu cele mai bune mașini din punct de vedere energetic, a fost dezvoltată.

Metoda are la bază construcția funcției discriminante pentru cele mai performante mașini asincrone din punct de vedere energetic. În cazul cel mai simplu funcția discriminantă se identifică cu diagrama clasică a cercului ridicată pentru clasa de mașini cu cele mai bune performanțe (clasa mașinilor premium). Curentul actual măsurat în procesul de exploatare al

mașinii este comparat cu cel ipotetic al mașinii de referință. În cadrul primului nivel de abordare sunt necesare doar măsurările de curenți și de puteri active ale mașinii. Funcția discriminantă este interpolată în spațiul componentelor active și reactive ale curentului statoric prin metoda diagramei cercului și, respectiv, prin tehnica interpolării RBF. Rezultatele obținute prin ambele metode sunt foarte apropiate.

În cadrul celui mai avansat nivel de abordare, funcția discriminantă este situată în spațiul multidimensional în care sunt incluse variabilele tensiune, frecvență, THD. În cazul acesta o extensie a diagramei clasice a cercului este propusă, construită cu tehnica de interpolare RBF.

Un avantaj deosebit, reclamat de noua metodă propusă, este dat de natura informației apriorice prelevate experimental, care utilizează doar mărimi de natură electrică: curenții și puterea, nefiind necesară nici o mărime de natură mecanică. Mărimile de natură electrică sunt întotdeauna superioare, în raport cu cele de natură mecanică, din punct de vedere al instrumentației de achiziție, întrucât, la ora actuală, în cazul acestora există truse care permit preluarea acestora neintrusivă, față de cele mecanice care necesită, de obicei, realizarea unor cuplaje mecanice cu efect asupra dispersiei preciziei de măsurare. Datele

experimentale provin, din proiectare, pentru un număr redus de încercări (patru niveluri de sarcină), în timp ce examenul (auditul) se realizează pentru întreaga gamă de valori, rezultând calificative care caracterizează starea actuală a mașinii. În consecință, metoda propusă prin utilizarea tehnicilor neuro-fuzzy permite reducerea semnificativă a numărului de variabile reclamat în evaluarea (auditul) stării mașinii.

În cadrul metodei propuse, comparația curenților a diferitelor mașini asincrone s-a realizat pe baza determinării distanței generalizate dintre curenții mășurați pentru trei tipuri de mașini cu puterile 1.1KW, 11KW, 110KW, și funcțiile discriminante corespunzătoare. S-a constatat, suplimentar, că distanța generalizată este o măsură a eficienței procesului energetic. Acest rezultat important asigură succesul pentru activitățile de cercetare viitoare, când se vor avea în vedere variația tensiunii, a frecvenței și a factorilor de distorsiune de tensiune și curent.

Capitolul 4

CONTRIBUȚII LA OPTIMIZAREA CONSTRUCTIVĂ A GENERATOARELOR SINCRONE UTILIZATE ÎN CONVERSIA ENERGIEI EOLIENE ÎN ENERGIE ELECTRICĂ

4.1. Introducere

Generatoarele sincrone cu magneți permanenți reprezintă la ora actuală soluția tehnică cea mai viabilă a dezvoltării sistemelor de conversie a energiei eoliene.

În cadrul acest capitol sunt aduse contribuții teoretice la optimizarea generatoarelor sincrone excitate cu magneți permanenți și a celor cu reluctanță variabilă utilizate în sistemele de conversie a energiei eoliene în energie electrică.

Principalele obiective dezvoltate în acest capitol sunt:

- cercetarea posibilității optimizării ariei creștăturilor statorice drepte prin deducerea unei noi relații analitice care să exprime aria creștăturii în funcție de solicitările electromagnetice în general, respectiv, termice în particular; această abordare va fi tratată din perspectiva globală a optimizării tehnico-economice a mașinii;
- cercetarea posibilității optimizării numărului de creștături pe pol și fază (și, implicit, al numărului de creștături totale) prin deducerea unei noi relații analitice;
- cercetarea posibilității optimizării numărului de spire statorice (și, implicit, al solenației statorice) prin deducerea unei noi relații analitice;
- cercetarea posibilităților de încadrare a factorului de arhitectură (raportul dintre lungimea ideală a indusului și pasul polar) printr-o abordare pe criterii termice ale fluxurilor de pierderi dezvoltate în mașină.

4.2. Contribuții la optimizare. Principii

4.2.1. Determinarea analitică a ariei creștăturii drepte

În proiectarea mașinilor electrice, se urmărește, la nivelul intim al mașinii, ca solicitările electrice precum densitatea de curent $J[A/mm^2]$, și pătura de curent $A[A/mm]$, și cele magnetice – inducția magnetică din întrefier $B_\delta[T]$ să se încadreze în limite bine specificate [25] conform naturii și destinației mașinii. Deoarece intensitatea curentului se determină încă din startul proiectării (direct din datele nominale (putere, randament și factor de putere)) dimensiunile geometrice vor rezulta din determinarea optimă a solicitărilor electromagnetice.

Mai mult de atât s-a stabilit că valoarea produsului solicitărilor electrice să se încadreze, conform gradului de protecție, între următoarele limite [MIHA 02]-[MIHA 09]:

$$A_1 \cdot J_1 \approx 3000(I.P.44) \div 3200(I.P.23) \left[\frac{A^2}{mm^2} \right] \quad (4.1)$$

Acest rezultat are o importanță practică deosebită, întrucât, pe baza lui se poate anticipa fluxul termic de pierderi mediu din zona activă a înfășurării statorice [MIHA 09]:

$$Q_{1T} \approx 3000(I.P.44) \div 8000(I.P.23) \left[\frac{W}{m^2} \right] \quad (4.2)$$

unde $Q_{1T} = \rho_1 \cdot J_1 \cdot A_1 \left[\frac{W}{m^2} \right]$; iar rezistivitatea cuprului este considerată la valoarea

$$\rho_1 = \rho_{Cu_{115^\circ C}} = 2.46 \cdot 10^{-8} [\Omega m].$$

Pe baza fluxului termic din înfașurarea statorică se poate determina fluxul termic la nivelul creștăturii, prin relația [MIHA 02]:

$$Q_{1c} = \frac{Q_{1T}}{2(1-k_{z1})(1-\gamma_1)} < Q_{1T} \left[\frac{W}{m} \right] \quad (4.3)$$

unde factorul de creștere este cuprins, în practică, în intervalul: $k_{z1} = B_{d1}/B_\delta = 0.4 \div 0.6$, iar elementele arhitecturale ale creștăturii sunt exprimate prin următoarele relații [69]:

$$h_{c1} \cong \frac{A_1}{J_1 k_{u1} (1-k_{z1})} [m] \quad (4.4)$$

$$\gamma_1 = \frac{h_{c1}}{b_{c1}} \geq 3 \quad (4.5)$$

În vederea determinării mărimii ariei optimale a creștăturii drepte se pleacă de la ecuația căderii de temperatură pe izolația creștăturii statorice [MIHA 02]:

$$\theta_{iz1} \cong \frac{\Delta_{iz1}}{\lambda_{iz1}} \cdot Q_{1c} \leq \theta_{izad} (30^0 \div 40^0) \quad (4.6)$$

Dacă se impune, de la începutul proiectării, temperatura în izolația creștăturii (aici se poate chiar dezvolta o metodă de căutare a temperaturii optimale), și se ține cont de gradul de protecție (inclusiv, de clasa de izolație), rezultă fluxul termic al creștăturii, care se poate aprecia cu relația:

$$Q_{1c} = \frac{\lambda_{iz1}}{\Delta_{iz1}} \cdot \theta_{iz1} \quad (4.7)$$

Notă: În relația (4.114) conductivitatea termică λ_{iz1} depinde natura materialului utilizat (spre exemplu, pentru Cu avem $\lambda_{iz1Cu} = 0.16 [W/m^0K]$), iar grosimea izolației Δ_{iz1} depinde de tensiunea nominală a mașinii (spre exemplu, la tensiune joasă $\Delta_{iz1} = 0.5 [mm]$).

Din relațiile (4.111), (4.12) și (4.13) rezultă factorul de arhitectură al creștăturii:

$$\gamma_1 = \frac{Q_{1T} - 2(1-k_{z1})Q_{1c}}{2(1-k_{z1})Q_{1c}} \quad (4.8)$$

Aria creștăturii drepte se determină acum cu relația:

$$S_{c1} = h_{c1} \cdot b_{c1} = \frac{h_{c1}^2}{\gamma_1} \quad (4.9)$$

Din relațiile (4.115) și (4.116) rezultă forma compactă a ariei creștăturii drepte:

$$S_{c1} = \frac{A_1^2 Q_{1c}}{J_1^2 k_{u1} (1-k_{z1}) [Q_{1T} - 2(1-k_{z1})Q_{1c}]} \quad (4.10)$$

Această relație exprimă aria creștăturii statorice drepte în funcție de mai multe variabile, dintre care cele mai importante sunt fluxurile termice de pierderi.

Așa cum s-a mai arătat în mai multe lucrări [MIHA 02-MIHA 09], este foarte utilă exprimarea mărimilor esențiale de proiectare ale mașinii în funcție de un factor global geometric care ține cont de ponderea lungimii frontale și lungimea indusului:

$$k_f = 1 + \frac{L_f}{L} \quad (4.11)$$

Pentru o reprezentare grafică sugestivă, acest element a fost exprimat în funcție de elementele geometrice ale unei spire (sau secție de înfășurare) primitivă reprezentată în fig. 4.1:

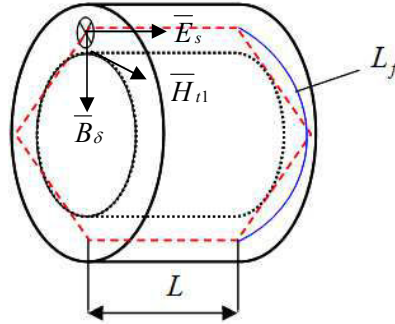


Fig. 4.1. Elementele principale ale factorului geometric

Având în vedere considerațiile amintite mai sus, în final aria creștăturii statorice drepte rezultă ca funcție de factorul geometric:

$$S_{cl} = \frac{A_1^2(k_{f1})Q_{1c}}{J_1^2(k_{f1})k_{u1}(1-k_{z1})[Q_{1T} - 2(1-k_{z1})Q_{1c}]} = f(k_{f1}) \quad (4.12)$$

O exprimare și mai detaliată, care să țină cont de nivelul cel mai intim – până la nivelul solicitărilor electromagnetice și termice - este dată de următoarea relație:

$$S_{cl}(k_{f1}) = \frac{Q_{1T}^2}{\rho_1} \cdot \frac{1}{p_{J1n} B_\delta n_1} \cdot \sqrt{\frac{2}{p} \cdot \frac{Q_{1T} k_s}{S_n p_{J1n}} \cdot k_{f1} \cdot \frac{\alpha_{f1}}{k_{f1} - 1} \cdot \frac{Q_{1c}}{k_{u1}(1-k_{z1})[Q_{1T} - 2(1-k_{z1})Q_{1c}]}} \quad (4.13)$$

Această reprezentare are un impact deosebit de important întrucât pe baza ei se pot defini două noi criterii globale de optimizare economică a mașinii odată cu optimizarea ariei creștăturii statorice drepte. Astfel se definesc cele două noi criterii având ca parametru intermediar factorul de geometrie. În cadrul primului criteriu de optimizare se urmărește optimizarea ariei creștăturii concomitent cu optimizarea consumului specific de materiale active:

$$\begin{cases} S_{cl} = f(k_{f1}) \\ c_m [kg/V\cdot A] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.14)$$

În cadrul celui de-al doilea criteriu aria creștăturii va fi optimizată în paralel cu optimizarea costului specific:

$$\begin{cases} S_{cl} = f(k_{f1}) \\ k_m [u.m/V\cdot A] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.15)$$

4.2.2. Determinarea analitică a numărului optim de creștături pe pol și fază. Determinarea numărului optim total de creștături

Din fundamentele proiectării clasice ale mașinilor electrice este bine-cunoscută relația de calcul a numărului total de creștături [Cioc 94]:

$$Z_1 = 2m_1 p q_1 \quad (4.16)$$

unde adesea mașina, din rațiunile conectării la sistemul electroenergetic distribuit, este trifazată $m_1=3$, iar numărul de prechi de poli p este impus de viteza sincronă dorită. După această apreciere, problema cea mai importantă este reprezentată acum de determinarea

numărului optim de creștături pe pol și fază q_1 , care poate avea – în cazul unor înfășurări distincte - valori fracționale.

În vederea determinării numărului de creștături pe pol și fază se pleacă de relația de definire a pasului dentar [CIOC 94]:

$$t_1 = \frac{\pi D}{Z} = \frac{\pi D}{2m_1 p q_1} \quad (4.17)$$

Dar pasul polar poate fi determinat din relația factorului de creștere [CIOC 94]:

$$t_1 = \frac{b_{c1}}{k_{z1}} \quad (4.18)$$

Pe baza relațiilor (4.112), (4.115), (4.124) și (4.125) rezultă că înălțimea creștăturii statorice drepte se poate exprima ca o funcție inversă de numărul de creștături pe pol și fază:

$$h_{c1} = \gamma_1 \cdot k_{z1} \cdot \frac{\pi D}{2m_1 p q_1} = f\left(\frac{1}{q_1}\right) \quad (4.19)$$

În final rezultă numărul de creștături pe pol și fază:

$$q_1 = \gamma_1 \cdot k_{z1} \cdot \frac{\pi D}{2m_1 p h_{c1}} \quad (4.20)$$

O exprimare detaliată a numărului de creștături pe pol și fază conduce la următoarea relație:

$$q_1 = \frac{Q_{1T} - 2(1 - k_{z1})Q_{1c}}{2(1 - k_{z1})Q_{1c}} \cdot k_{z1} \cdot \frac{\pi \sqrt{2p \frac{S_e}{S_p(k_{f1})} \cdot \frac{k_{f1} - 1}{\pi^2 \cdot \alpha_{f1}}}}{2m_1 p \left(\frac{S_p(k_{f1})}{E_{s1}(k_{f1})}\right)^2 \cdot \frac{\rho_1}{Q_{1T} k_{u1} (1 - k_{z1})}} \quad (4.21)$$

Procedând ca și în cazul subcapitolului precedent, atunci când s-au reprezentat dimensiunile geometrice funcție de un factor geometric unitar, exprimând numărul de creștături pe pol și fază astfel:

$$q_1 = \gamma_1 \cdot k_{z1} \cdot \frac{\pi D(k_{f1})}{2m_1 p h_{c1}(k_{f1})} = f(k_{f1}) \quad (4.22)$$

se pot defini două noi criterii de optimizare. Pe baza primului criteriu se determină numărul de creștături concomitent cu optimizarea costului armăturii statorice:

$$\begin{cases} q_1 = f(k_{f1}) \\ c_m [kg / VA] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.23)$$

Cel de-al doilea criteriu urmărește determinarea, în paralel, cu numărului de creștături a unui cost specific minim:

$$\begin{cases} q_1 = f(k_{f1}) \\ k_m [u.m. / VA] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.24)$$

Chiar dacă numărul de creștături pe pol și fază poate să fie întreg sau nu, numărul total de creștături trebuie să fie întotdeauna întreg. Astfel că cele două criterii de optimizare (4.130) și (4.131) pot fi definite și pe baza optimizării numărului total de creștături statorice. Pentru început, se determină relația analitică a numărului total de creștături:

$$Z_1 = \gamma_1 \cdot k_{z1} \cdot \frac{\pi D(k_{f1})}{h_1(k_{f1})} = f(k_{f1}) \quad (4.25)$$

Numărul total de creștături se poate exprima detaliat astfel:

$$Z_1 = \frac{Q_{1T} - 2(1 - k_{z1})Q_{1c}}{2(1 - k_{z1})Q_{1c}} \cdot k_{z1} \cdot \frac{\pi \sqrt{2p \frac{S_e}{S_p(k_{f1})} \cdot \frac{k_{f1} - 1}{\pi^2 \cdot \alpha_{f1}}}}{\left(\frac{S_p(k_{f1})}{E_{s1}(k_{f1})}\right)^2 \cdot \frac{\rho_1}{Q_{1T} k_{u1} (1 - k_{z1})}} \quad (4.26)$$

Acum se pot defini criteriile de optimizare în acord cu numărul total de creștături. Astfel cele două criterii rezultate sunt reprezentate de sistemele de ecuații:

$$\begin{cases} Z_1 = f(k_{f1}) \\ c_m[\text{kg}/VA] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.27)$$

$$\begin{cases} Z_1 = f(k_{f1}) \\ k_m[\text{u.m.}/VA] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.28)$$

Sintetizând rezultatele obținute din ultimele două subcapitole, se poate reprezenta grafic dependența relațiilor originale deduse de factorul geometric. Astfel, în fig. 4.2 sunt prezentate curbele de optimizare ale ariei creștăturii drepte, numărul de creștături pe pol și fază, și ale numărului total de creștături.

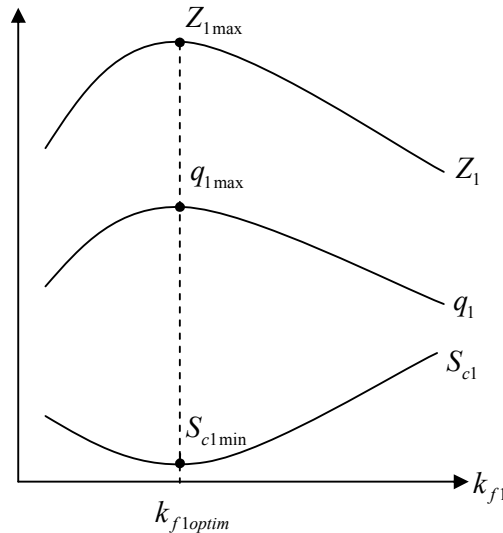


Fig. 4.2. Variațiile curbelor de optimizare în funcție de factorul geometric

Se observă că numărului maxim de creștături Z_{\max} îi corespunde o arie minimă a creștăturii statorice drepte $S_{c1\min}$, careia îi corespunde un coeficient geometric $k_{f1\text{optim}}$.

De obicei maximele, respectiv, minimele curbelor de optimizare sunt diferite față de cele ale indicatorilor globali de optimizare (consumul specific de materiale active și costul economic specific) și, din acest motiv, nu se poate face o optimizare globală unitară, apelându-se, în majoritatea cazurilor, la un compromis fie între criteriile economice, fie între cele legate de numărul de creștături de pol și fază (proiectarea înfășurărilor fracționale etc.).

4.2.3. Determinarea analitică a numărului optim de spire

Pe baza puterii date de tema proiectării, puterea electromagnetică interioară se poate exprima prin relația [MIHA 09]:

$$S_e = S_p \cdot \pi DL \quad (4.29)$$

unde D reprezintă diametrul statoric interior, iar L lungimea ideală a indusului.

Modulul vectorului Poynting din relația anterioară poate fi exprimat în funcție de factorul geometric [MIHA 09]:

$$S_p = S_{p0} \cdot k_{f1} \quad (4.30)$$

unde $S_{p0} = Q_{1T} / (k_s \cdot p_{j1n})$ este denumit vectorul Poynting limită, care corespunde situației când mașina este infinit de lungă.

Dar în același timp definiția naturală a vectorului Poynting are loc în funcție de mărimile de stare ale câmpului electromagnetic [MIHA 09]:

$$S_p = E_s(k_{f1}) \cdot H_{t1}(k_{f1}) \quad (4.31)$$

unde $E_s(k_{f1}) = (v_1(k_{f1}) \cdot B_\delta) / (\sqrt{2})$ este câmpul electric principal din mașina determinat cu ajutorul legii inducției electromagnetice a lui M. Faraday [MOCA 83], iar $H_{t1}(k_{f1}) \approx A_1(k_{f1})$ este intensitatea câmpului magnetic tangențial considerat ca fiind egal, din punct de vedere numeric, cu pătura de curent [MIHA 09].

Pe baza relației (4.31) pătura de curent se exprimă astfel:

$$A_1(k_{f1}) = \frac{S_p(k_{f1})}{E_s(k_{f1})} \quad (4.32)$$

Acesată relație poate fi exprimată detaliat (pentru a se sublinia mărimile de dependență) sub forma:

$$A_1(k_{f1}) = \frac{\sqrt{2} \cdot Q_{1T}}{k_s \cdot p_{j1n} \cdot v_1(k_{f1}) \cdot B_\delta} k_{f1} \quad (4.33)$$

Definiția păturii de curent, dată de literatură, este exprimată cu următoarea relație [23]:

$$A_1(k_{f1}) = \frac{m_1 \cdot 2w_1 \cdot I_1}{\pi D(k_{f1})} \quad (4.34)$$

Din această ultimă relație se exprimă numărul total de spire astfel:

$$w_1(k_{f1}) = \frac{A_1 \cdot \pi D(k_{f1})}{2 \cdot m_1 \cdot I_1} \quad (4.35)$$

Din relațiile (4.33) și (4.35) rezultă relația care exprimă numărul total de spire statorice:

$$w_1(k_{f1}) = \frac{\sqrt{2} \cdot \pi \cdot Q_{1T} \cdot D(k_{f1})}{2 \cdot k_s \cdot m_1 \cdot I_1 \cdot v_1(k_{f1}) \cdot p_{j1n} \cdot B_\delta} \cdot k_{f1} \quad (4.36)$$

În continuare se va ține cont de expresia vitezei periferice [Cioc 94]:

$$v_1(k_{f1}) = \frac{\pi \cdot f_{1n} \cdot D(k_{f1})}{p} \quad (4.37)$$

În final, numărul total de spire se determină cu relația:

$$w_1(k_{f1}) = \frac{p \cdot Q_{1T}}{\sqrt{2} \cdot k_s \cdot m_1 \cdot I_{1n} \cdot f_{1n} \cdot p_{j1n} \cdot B_\delta} k_{f1} \quad (4.38)$$

O forma mai compactă poate fi exprimată astfel:

$$w_1(k_{f1}) = w_{10} \cdot k_{f1} \quad (4.39)$$

unde prin $w_{10} = (p \cdot Q_{1T}) / (\sqrt{2} \cdot k_s \cdot m_1 \cdot I_{1n} \cdot f_{1n} \cdot p_{j1n} \cdot B_\delta)$ s-a notat numărul total de spire statorice pentru o mașină cu lungimea infinită:

$$\lim_{L \rightarrow \infty} w_1(k_{f1}) = w_{10} \quad (4.40)$$

Relația (4.38) (fără a lua în considerare factorul geometric) este compusă din două tipuri de mărimi: mărimi fixe care sunt impuse direct din tema de proiectare (numărul de faze și numărul de perechi de poli) și mărimi ajustabile (celelalte). În mod uzual, în vederea determinării numărului de spire, se va proceda la un proces de căutare a mărimilor ajustabile

până când se obține soluția globală acceptabilă (cu respectarea principiilor generale impuse proiectării).

O caracteristică deosebit de importantă a relației (4.39) este dată de variația liniară a numărului total de spire statorice. Așa cum este binecunoscut din literatura tehnică de specialitate, numărul total de spire statorice trebuie să fie cât mai mic [CIOC 94] (duce, de obicei, la creșterea factorului de umplere al crestăturii). Acest lucru ar fi transpus – datorită variației liniare descrise de relația (4.39) – la obținerea unui factor geometric cât mai redus. Acesta este probabil unul dintre motivele pentru care în literatură se recomandă, printre alte motive de natură termică, să se obțină un factor geometric cât mai redus [MIHA 02].

Cu ajutorul relației (4.39) se definesc cele două criterii de optimizare a numărului total de spire statorice. În cazul primului criteriu se va determina numărul de spire în paralel cu optimizarea consumului specific de materiale active:

$$\begin{cases} w_1 = f(k_{f1}) \\ c_m[kg/V A] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.41)$$

În cadrul celui de-al doilea criteriu, optimizarea numărului total de spire se va face în paralel cu optimizarea costului specific total:

$$\begin{cases} w_1 = f(k_{f1}) \\ k_m[u.m./VA] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.42)$$

4.2.4. Determinarea analitică a solenației statorice optime

Având în vedere legea circuitului magnetic [MOCA 83] numărul de spire intră în calculul tensiunii magnetice și, deci, al solenației, pe baza relației :

$$u_m = \int_{\Gamma} H dl = \theta \quad (4.43)$$

unde solenația se determină cu relația $\theta = w \cdot i$.

Solenația se va determina pe baza relației (4.38) astfel:

$$\theta_1(k_{f1}) = \frac{p \cdot Q_{1T}}{\sqrt{2} \cdot k_s \cdot m_1 \cdot f_{1n} \cdot p_{j1n} \cdot B_{\delta}} k_{f1} \quad (4.44)$$

unde prin $\theta_{10}(k_{f1}) = (p \cdot Q_{1T}) / (\sqrt{2} \cdot k_s \cdot m_1 \cdot f_{1n} \cdot p_{j1n} \cdot B_{\delta})$ s-a notat solenația unei mașini cu o lungime infinit de mare:

$$\lim_{L \rightarrow \infty} \theta_1(k_{f1}) = \theta_{10} \quad (4.45)$$

Solenația are aceeași variație liniară ca și numărul total de spire statorice.

Cele două criterii definite pentru numărul total de spire statorice se definesc ca și în cazul solenației statorice. Optimizarea solenației în raport cu consumul specific de materiale active este descrisă de sistemul:

$$\begin{cases} \theta_1 = f(k_{f1}) \\ c_m[kg/V A] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.46)$$

Iar optimizarea solenației în raport cu costul economic specific, de sistemul:

$$\begin{cases} \theta_1 = f(k_{f1}) \\ k_m[m.u/V A] = f(k_{f1}) = \min \end{cases} \quad (4.47)$$

Toate contribuțiile aduse în acest subcapitol conduc la îmbunătățirea schemei logice generale de optimizare a generatorului sincron cu magneti permanenți și reluctanță variabilă [MIHA 09], intervenind în cadrul blocului de dimensionare a sistemului electromagnetic (fig. 4.3).

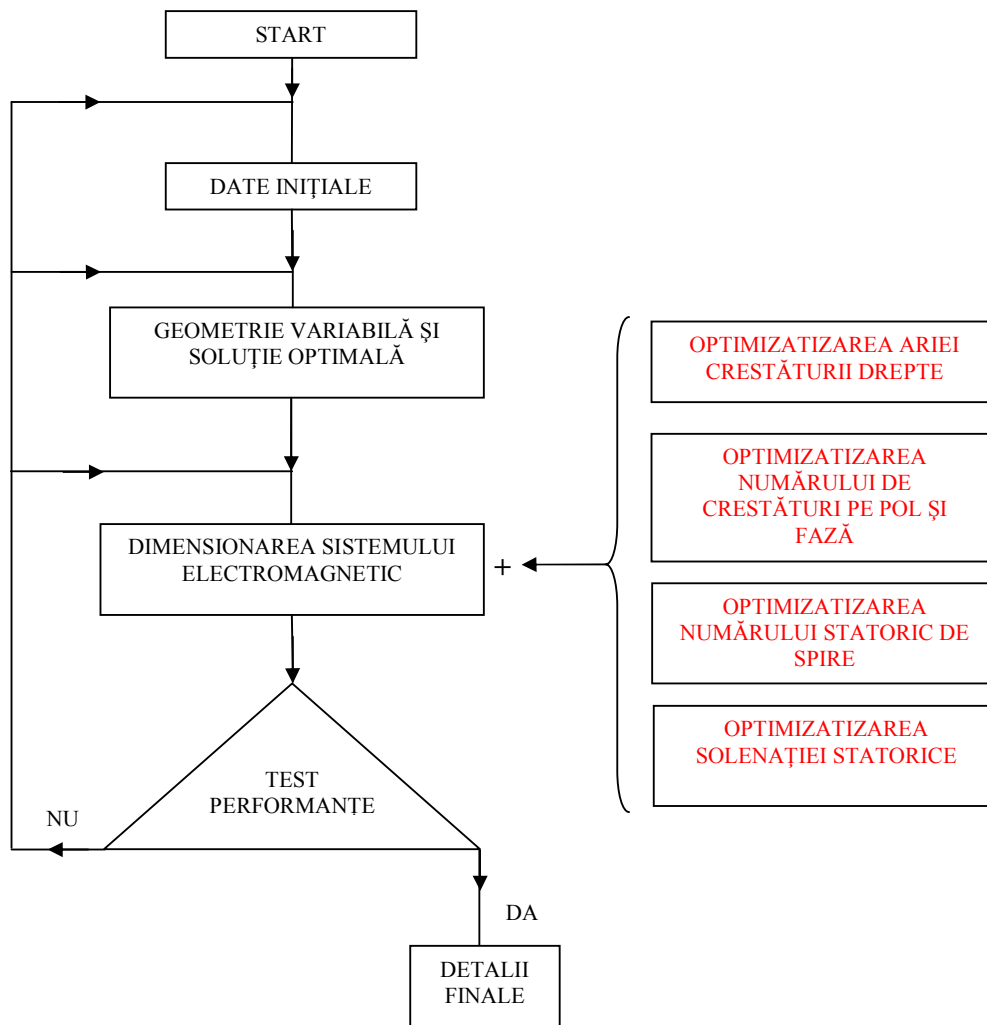


Fig. 4.3. Îmbunătățirea algoritmului de proiectare optimală

4.2.5. Determinarea analitică a a factorului de arhitectură optim

În proiectarea mașinilor rotative cu simetrie cilindrică, electrice, în general, respectiv, a generatoarelor electrice în particular, o problemă aparte este legată de specificul mașinii contabilizat prin intermediul mai multor factori, coeficienți care iau în considerare aspecte diferite: menținerea solicitărilor electromagnetice în limite admise, încadrare în gabarit, diverse rapoarte specifice într-o anumită bandă etc.. În cadrul acestora, o problemă distinctă este legată de alegerea raportului optim dintre lungimea ideală a indusului și pasul polar $\lambda=L/\tau$ – denumit, mai departe, *factor de arhitectură* – care trebuie să se încadreze într-o bandă impusă [CIOC 25]. În literatura de specialitate, referitor la banda de încadrare a factorului de arhitectură (raportului optim), nu se specifică nici o motivație de ordin științific. În continuare, se încearcă găsirea, probabil, a unei explicații referitoare la posibila încadrare a factorului de arhitectură. Deoarece proiectarea bazată pe scheme echivalente de circuit apelează, în mod univoc, la utilizarea unor nomograme specifice realizate pe baza mașinilor deja realizate fizic, în vederea estimării mai multor mărimi de interes (constanta mașinii, randament, factor de putere, densitate de curent, inducție magnetică în întrefier, limite

maxime și minime ale factorului de arhitectură etc.), în continuare, chiar dacă pentru mașinile de generații mai noi nu se dispune de astfel de nomograme, se încearcă ca rezultatele obținute, în acest subcapitol, să nu fie afectate de acest neajuns.

Prin raportarea pierderilor din zona frontală se determină relația fluxului termic din zona frontală ca funcție de cel din zona activă [MIHA 02]:

$$Q_{1F} = \frac{\alpha_{f1}}{2\sqrt{\alpha_{f1}^2 - 1}} Q_{1T} \quad (4.48)$$

unde $\alpha_{f1} = L_{f1}/\tau$ este factorul de acoperire al părții frontale, iar Q_{1T} [W/m²] se alege în intervalul descris de relația (4.108) în acord cu gradul de protecție și destinația mașinii.

Definim următorul coeficient prin care monitorizăm raportul fluxurilor termice dintre zona frontală și cea activă a înfășurării satorice:

$$k_Q = \frac{Q_{1F}}{Q_{1T}} = \frac{\alpha_{f1}}{2\sqrt{\alpha_{f1}^2 - 1}} = f(\alpha_{f1}) \quad (4.49)$$

Această relație nu poate fi utilizată în mod direct întrucât ecuațiile obținute prin egalarea cu zero a derivatei întâi $\partial k_Q / \partial \alpha_{f1} = 0$, respectiv, a celei de-a doua $\partial^2 k_Q / \partial \alpha_{f1}^2 = 0$ nu admit soluții, adică funcția $k_Q = f(\alpha_{f1})$ nu este analitică. Din acest motiv se caută o altă abordare, o metodă combinată de analiză, din categoria celor grafo-analitice.

Factorul de arhitectură poate fi reprezentat în funcție de factorul geometric [MIHA 09]:

$$\lambda = \frac{L}{\tau} = \frac{L \cdot 2p}{\pi D} = \frac{2p}{\pi} \cdot \frac{L(k_{f1})}{D(k_{f1})} \quad (4.50)$$

Între factorul de arhitectură și factorul de acoperire frontală există relația [MIHA 02-MIHA 09]:

$$\lambda = \frac{\alpha_{f1}}{k_{f1} - 1} \quad (4.51)$$

Din relațiile (4.49) și (4.50) rezultă coeficientul termic, care se exprimă astfel:

$$k_Q(k_{f1}) = \left. \frac{Q_{1F}(k_{f1})}{Q_{1T}} \right|_{Q_{1T}=ct.} = \frac{\lambda(k_{f1} - 1)}{2\sqrt{(\lambda(k_{f1} - 1))^2 - 1}} \quad (4.52)$$

Sau sub o formă explicită, în funcție de dimensiunile geometrice, rezultă:

$$k_Q(k_{f1}) = \left. \frac{Q_{1F}(k_{f1})}{Q_{1T}} \right|_{Q_{1T}=ct.} = \frac{\frac{2p}{\pi} \cdot \frac{L(k_{f1})}{D(k_{f1})} (k_{f1} - 1)}{2\sqrt{\left(\frac{2p}{\pi} \cdot \frac{L(k_{f1})}{D(k_{f1})} (k_{f1} - 1)\right)^2 - 1}} \quad (4.53)$$

Pe baza relației (4.160) se poate exprima factorul de arhitectură în funcție de coeficientul termic sub următoarea formă:

$$\lambda = \lambda(k_{f1}) = \sqrt{\frac{4k_Q^2}{4k_Q^2 - 1}} \cdot \frac{1}{k_{f1} - 1} \quad (4.54)$$

Această ultimă relație exprimă factorul de arhitectură ca funcție de raportul fluxurilor termice din zona activă și cea frontală și factorul geometric $\lambda = f(k_Q, k_{f1})$ în condițiile în care fluxul termic al zonei active a înfășurării satorice este considerat constant $Q_{1T} = ct.$. În reprezentarea în funcție de k_{f1} , relația (4.54) este compusă din două tipuri de factori, unul constant reprezentat de $\sqrt{\cdot}$, respectiv celălalt variabil cu factorul geometric.

Din relațiile (4.158) și (4.54) rezultă, prin identificare, următoarea expresie a factorului de acoperire frontală:

$$2\alpha_{f1} = \sqrt{\frac{4k_Q^2(k_{f1})}{4k_Q^2(k_{f1}) - 1}} \quad (4.55)$$

Studiem tabloul funcției $\alpha_{f1}=f(k_Q)$ în vederea determinării limitelor de încadrare a factorului λ .

Tabelul. nr. 4.1. Tabloul de semn al funcției $\alpha_{f1}=f(k_Q)$

k_Q	$-\infty$	0	0.5	∞					
$4k_Q^2$	$-\infty$	0	+++++	+++++					
$4k_Q^2 - 1$	$-\infty$	-----0	+++++	+++++					
$\frac{4k_Q^2}{4k_Q^2 - 1}$	1	+++++	++0	-----	+++	+++++	+++++	1	
$\sqrt{\frac{4k_Q^2}{4k_Q^2 - 1}}$	$-\infty$	+++++	++0			+++++	+++++	+++++	$+\infty$

Asa cum rezultă din tabelul nr. 4. 1, coeficientul termic are domeniul teoretic de definiție $k_q \in (0.5 \ 1]$.

În acest fel s-a găsit că există un unic interval de variație al coeficientului care exprimă raporturile fluxurilor termice. Variația, în acest interval, va determina, la rândul ei, o variație supraunitară a factorului de acoperire frontală ($\alpha_{f1}>1$).

În concluzie, s-a determinat intervalul în care se poate încadra raportul fluxurilor termice astfel încât să se poată defini (o condiție de existență) factorul de acoperire polară. Astfel, acest factor este constant (pentru un flux termic constant al zonei active a înfășurării), ceea ce arată că variația calitativă este dată de dependența de factorul geometric.

4.3. Studiu de caz. Optimizarea generatorului sincron cu magneți permanenți multipolar

Se consideră un generator sincron cu flux radial, cu magneți dispuși pe suprafața rotorului. Datele impuse prin tema de proiectare sunt următoarele:

- Puterea nominală: $P_n=50$ [kW]
- Tensiunea nominală: $U_n=400$ [V]
- Frecvența nominală: $f_n=50$ [Hz]
- Factorul de putere nominal: $\cos \varphi_n = 0.9$
- Randamentul nominal: $\eta_n=0.92$
- Numărul de perechi de poli: $p=12$
- Factorul de supraîncărcare în cuplu: $M_m=2.5$

O secțiune transversală prin mașina considerată – în vederea prezentării dimensiunilor geometrice – a fost redată în fig. 4.4.

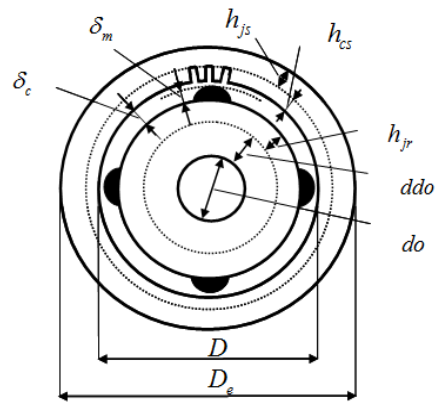


Fig. 4.4. Secțiune transversală prin generatorul sincron cu flux radial
 Magneții permanenți au următoarele specificații: $B_r = 1.1[T]$, $\alpha_{fm} = 0.8$, $d_{mp} = 6000[kg/m^3]$,
 $x_{mp} = 20[u.m./m^3]$.

Consumurile totale specifice de materiale active (Fe și Cu) și costurile specifice totale au fost reprezentate în fig. 4.5.

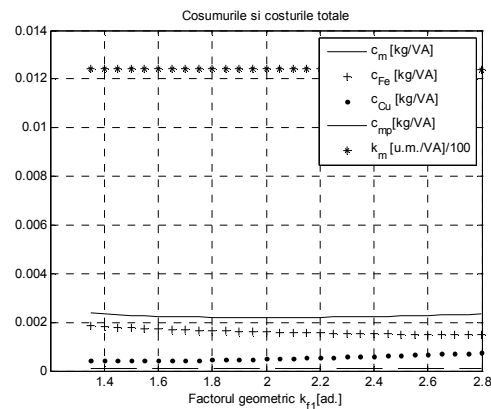


Fig. 4.5. Consumurile și costurile totale

În fig. 4.6 s-a reprezentat caracteristica consumurilor specifice de materiale active – mărită la scară – în vederea aprecierii cât mai detaliată a minimumului acestei funcții.

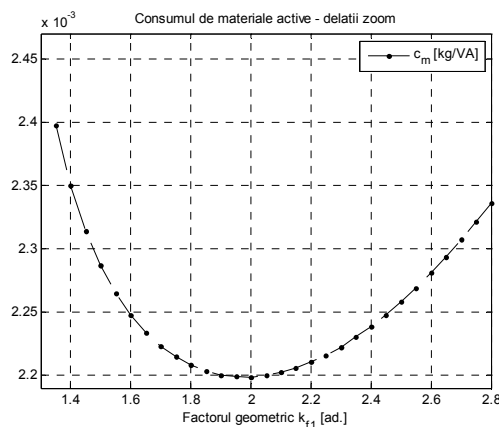


Fig. 4.6. Consumul de materiale active – detalii (zoom)

Costul specific total – mărit la scară - a fost reprezentat în fig. 4.7.

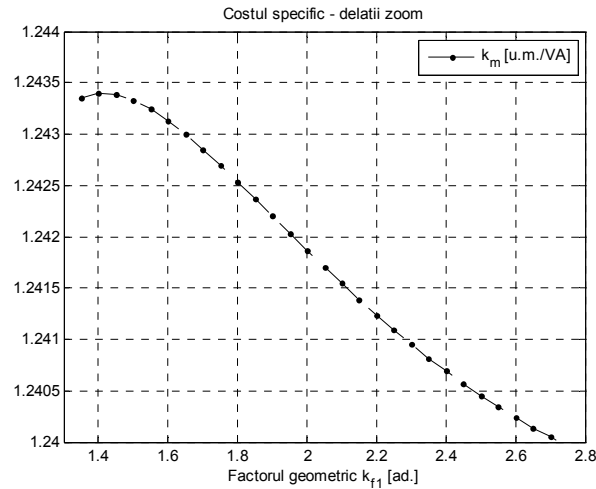


Fig. 4.7. Costul economic specific - detalii (zoom)

Pentru cazul minimizării consumului specific de materiale active s-a găsit o valoare a factorului geometric de $k_{f1}=2$ iar în cazul minimizării costului specific, datorită alurii caracteristicii sale coborâtoare și din dorința de-a nu avea un generator foarte lung, s-a ales valoarea de $k_{f1}=2.4$.

În fig. 4.15 s-au reprezentat caracteristicile legate de alegerea numărului optim de creștături pe pol și fază. Astfel, au fost reprezentate următoarele mărimi: q_1 -numărul de creștături pe pol și fază, Z_1 -numărul total de creștături, c_m -consumul total de materiale active, k_m -costul specific total.

Așa cum se observă din fig. 4.8 și fig 4.9, dacă se dorește obținerea concomitentă a unei arii minime a creștăturii drepte (asta însemnând obținerea unui număr maxim de creștături), și a unui consum specific de materiale active sau a unui cost specific total minim, va trebui să se facă un compromis. Se obține $q_1=\max$ pentru factorul de geometrie de valoarea $k_{f1}=1.5$.

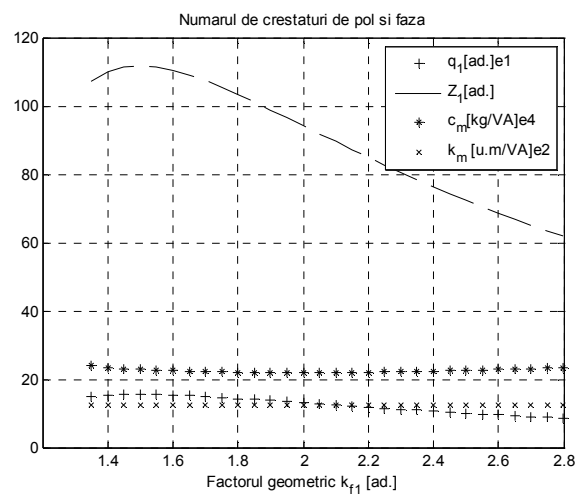


Fig. 4.8. Numărul de creștături pe pol și fază, cel total și criteriile economice

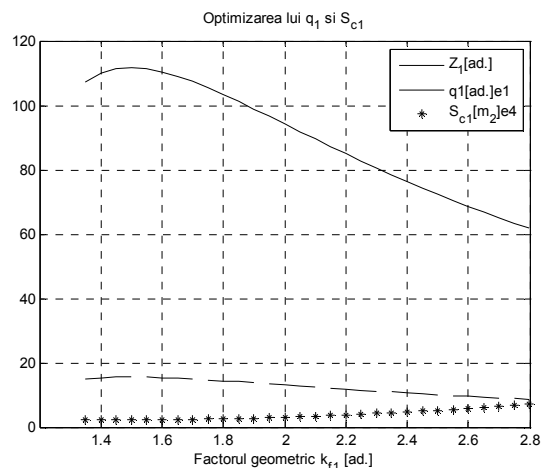


Fig. 4.9. Aria crestăturii și numărul de crestături pe pol și fază

Dependența factorului de arhitectură de factorul geometric a fost reprezentată în fig. 4.10. Se constată, din figură, dependența calitativă de factorul geometric. Tot în aceeași figură au mai fost reprezentate următoarele mărimi: α_{f1} -coeficientul de acoperire frontală (supraunitar), α_{f1m} -coeficientul de acoperire frontală-valoarea estimativă medie (lungimea capătului frontal al bobinei satorice este aproximat printr-un semicerc) și k_Q -coeficientul termic - care a rezultat în intervalul admis.

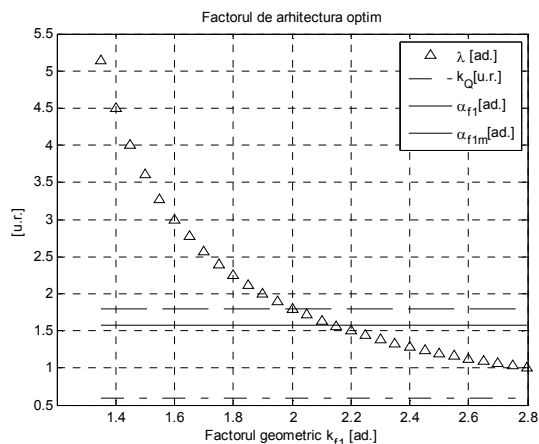


Fig. 4.10. Factorul de arhitectură și alte elemente esențiale

Dependența numărului de spire și al solenației satorice – reprezentate în fig. 4.11 - a rezultat liniară.

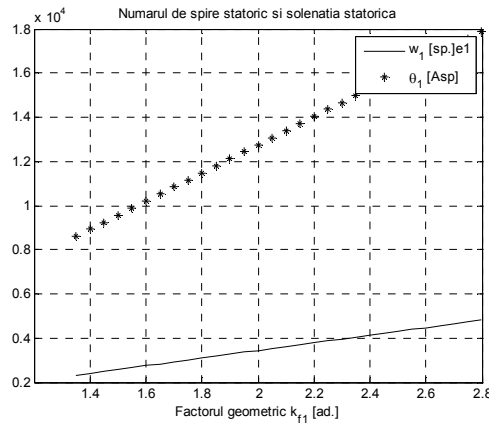


Fig. 4.11. Numărul de spire și solenația statorică

În vederea estimării raportului dintre lungimea și înălțimea crestăturii, s-a impus ca temperatura medie la nivelul izolației crestăturii statorice să fie considerată la valoarea de $\theta=20^{\circ}\text{C}$.

S-a recurs la trei tipuri de optimizări în vederea evidențierii elementelor dezvoltate în acest capitol. În primele două cazuri s-a optimizat generatorul în acord cu criteriile clasice, anume minimizarea consumului de materiale active pentru primul caz, respectiv, a costului specific în al doilea caz și optimizarea ariei crestăturii drepte în al treilea caz, aplicându-se la acestea contribuțiile dezvoltate. Rezultatele obținute pentru cele trei tipuri de optimizări au fost prezentate în tabelul nr. 4.2.

Tabelul. nr. 4.2. Mărimile esențiale obținute în urma procesului de optimizare

Nr. Crt.	Mărimi caracteristici	Optimizarea consumului specific de materiale	Optimizarea costului specific	Optimizarea ariei crestăturii drepte
1	k_{f1}	1.8	2.4	1.5
2	γ_1	4	4	4
3	q_1	$1.43 \approx \frac{17}{12}$	1	$1.5 \approx \frac{18}{12}$
4	Z_1	102	76	112
5	w_1	310	413	258
6	θ_1	12759	15311	9569
7	λ	2.25	1.28	3.6
8	α_{f1}	1.8	1.8	1.8
9	k_Q	0.6	0.6	0.6
10	$c_m[\text{kg}/\text{VA}]$	0.002208	0.002238	0.002286
11	$k_m[\text{u.m}/\text{VA}]$	1.242	1.240	1.243

Așa cum se observă din acest tabel numărul de crestături pe pol și fază poate fi întreg sau fracționar (de obicei cele fracționare sunt mult mai favorabile în privința reducerii armonicilor). Datorită păstrării fluxurilor termice constante – raportul dintre lungimea și lățimea crestăturii – rămâne la o valoare constantă, în cazul de față de 4.

Parametrii de circuit și unele mărimi ce caracterizează eficiența și performanțele generatorului au fost prezentate în tabelul nr. 4.3.

Tabelul nr. 4.3. Parametrii de circuit și performanțele de bază ale generatorului

Nr. Crt.	Parametrii de circuit	Estimări	Optimizarea consumului	Optimizarea costului	Optimizarea ariei creștăturii
1	$r_1[p.u.]$	0.0413	0.0410	0.0358	0.0546
2	$x_m[p.u.]$	0.4328	0.440	0.4790	0.4618
3	$\cos \varphi$	0.8358	0.8490	0.9123	0.8736
4	$\cos \varphi_c$	0.8579	0.8581	0.8594	0.8582
5	η_T	0.9145	0.9159	0.9257	0.9038
6	η_P	0.9197	0.9196	0.9193	0.9196
7	$i_{1T}[p.u.]$	1.1284	1.1184	1.0779	1.0911
8	$i_{1P}[p.u.]$	1.0994	1.1065	1.1442	1.1107
9	$M_{mT}[p.u.]$	2.0730	2.0803	2.106	2.1394
10	$M_{mP}[p.u.]$	2.0646	2.0645	2.0645	2.0645

Parametrii de circuit, respectiv, mărimile energetice au rezultat în limite admisibile. Se constată, doar, că factorul de putere a rezultat mai redus decât cel impus din tema de proiectare datorită numărului mare de poli care are ca drept efect alterarea performanțelor.

În tabelul nr. 4.4 au fost prezentate dimensiunile geometrice ale generatorului și solicitările electromagnetice pentru cele trei tipuri de optimizări considerate.

Tabelul nr. 4.4. Dimensiunile geometrice principale și unele mărimi interne

Nr. Crt.	Mărimi	Optimizarea consumului	Optimizarea costului	Optimizarea ariei creștăturii
1	$D_e[mm]$	658	735	539
2	$D[mm]$	557	610	455
3	$L[mm]$	131	96	214
4	$\tau[mm]$	73	80	60
6	$S_p[VA/m^2]$	214	268	161
7	$A_p[m^2]$	0.23	0.18	0.31
8	$E_s[V/m]$	3.6	4	2.9
9	$A_1[A/m]$	592	676	544
10	$J_1[A/mm^2]$	5.5	4.8	6
11	$h_{c1}[mm]$	36	47	31
12	$h_{j1}[mm]$	15	16	12
13	$h_{j2}[mm]$	10	11	8
14	$ddo[m]$	142	168	93
15	k_{miu}	1.01	1.01	1.01
16	$\delta_c[mm]$	7.1	8.9	5.3
17	$\delta_m[mm]$	5.9	7.3	4.4

Atât dimensiunile geometrice, cât și solicitările electromagnetice au rezultat diferite datorită celor trei geometrii diferite. În general, aceste mărimi au rezultat la valori acceptabile, contribuțiile aduse în acest capitol dovedindu-și utilitatea.

Problema optimizării generale a fost, astfel, extinsă și în cazul altor mărimi interne ale mașinii.

4.4. Studiu de caz 2. Proiectarea optimală a generatorului sincron cu reluctanță variabilă

Se consideră un generator cu următoarele date impuse prin tema de proiectare:

- Puterea nominală: $P_n=50$ [kW]
- Tensiunea nominală: $U_n=400$ [V]
- Frecvența nominală: $f_n=50$ [Hz]
- Factorul de putere nominal: $\cos \varphi_n = 0.85$
- Randamentul nominal: $\eta_n=0.9$
- Numărul de perechi de poli: $p=6$
- Factorul de supraîncărcare în cuplu: $M_m=2.5$

Consumurile și costurile totale au fost prezentate în fig. 4.12.

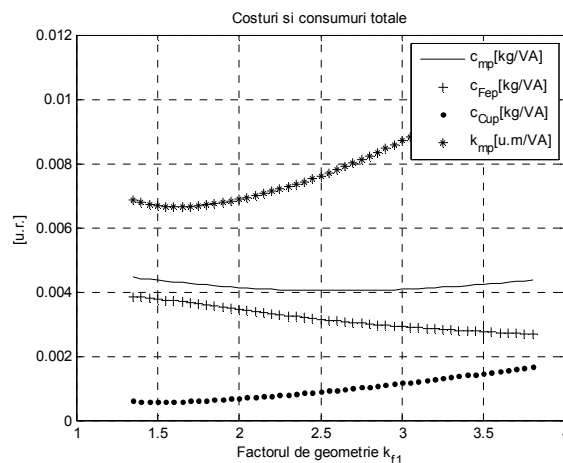


Fig. 4.12. Costurile și consumurile totale

Pentru evidențierea minimelor funcțiilor s-a recurs la o extensie zoom. S-a găsit, conform fig.4.13 , un minim al consumului de materiale pentru un factor de geometrie $k_{f1}=2.6$.

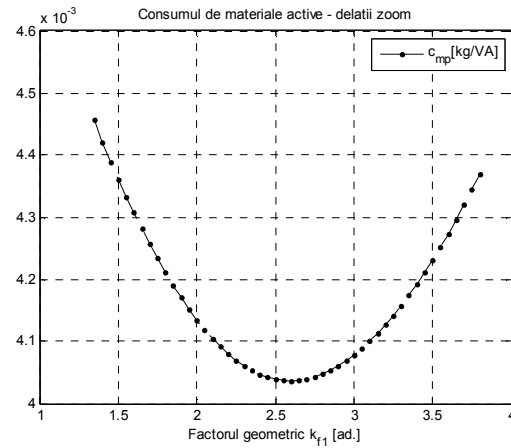


Fig. 4. 13. Consumul de materiale active – detalii

Pentru costul specific s-a găsit un minim corespunzător factorului geometric $k_{f1}=1.6$ (fig.4.14).

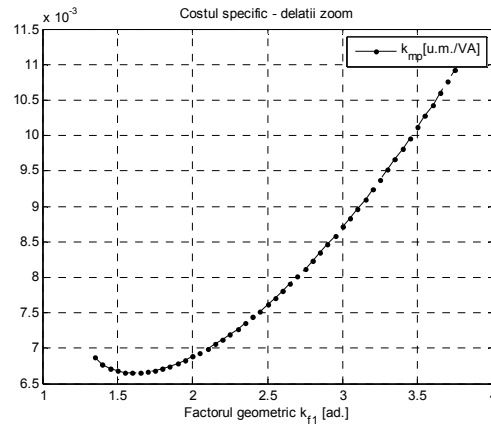


Fig. 4. 14. Costul economic – detalii

Distribuția pierderilor a fost prezentată în fig. 4.15.

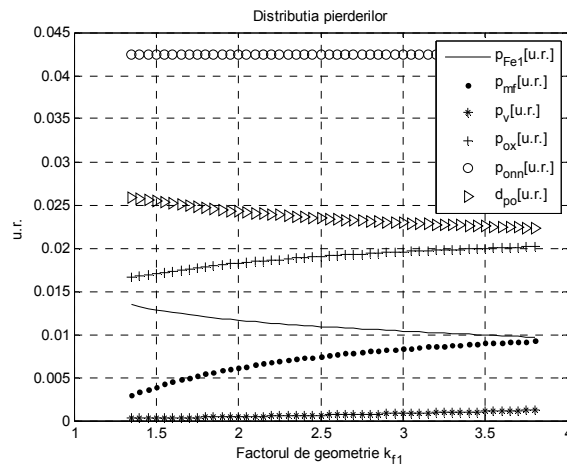


Fig. 4.15. Distribuția pierderilor

Factorul de arhitectură, raportul fluxurilor termice, factorul real de acoperire frontal și cel mediu au fost reprezentate în fig. 4.16.

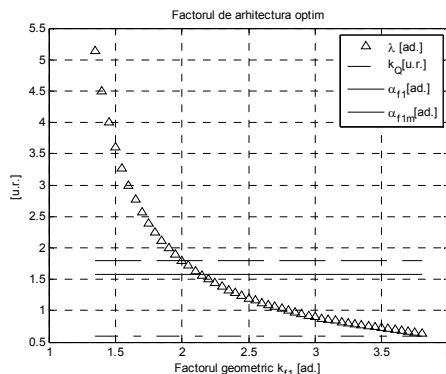


Fig. 4.16. Factorul de arhitectură și alte elemente

Atât numărul de spire, cât și solenația statorică înregistrează o variație liniară față factorul de geometrie (fig. 4.17).

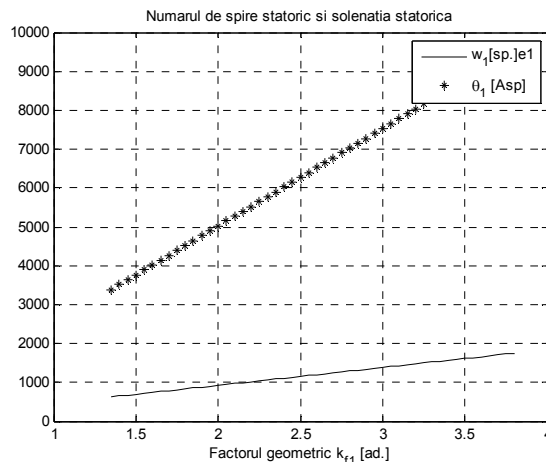


Fig. 4.17. Numărul de spire și solenația statorică

Numărul de creștături pe pol și fază, numărul total de creștături, costul și consumul specific au fost reprezentate în fig. 4.18. Se observă că punctele de extrem (minime pentru costuri și consumuri, respectiv, maxime pentru numărul de creștături pe pol și fază (sau numărul total de creștături) sunt diferite. Din acest punct de vedere optimizarea se va face în raport cu acel criteriu care se va considera prioritar.

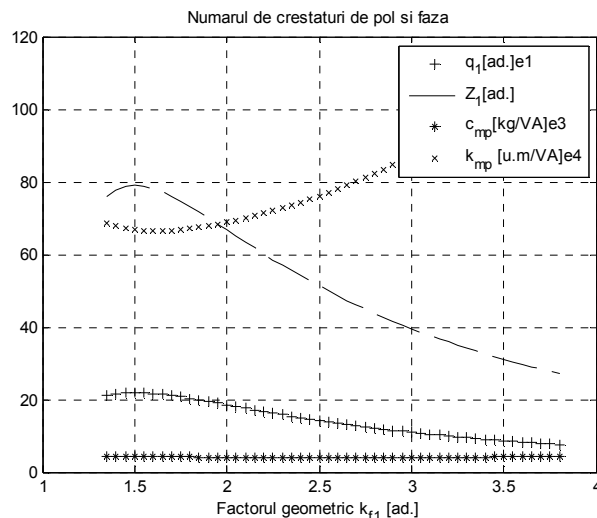


Fig. 4.18. Optimizarea lui q_1

În fig. 4.19. au fost reprezentate următoarele mărimi: numărul de creștături pe pol și fază, aria creștăturii și numărul total de creștături.

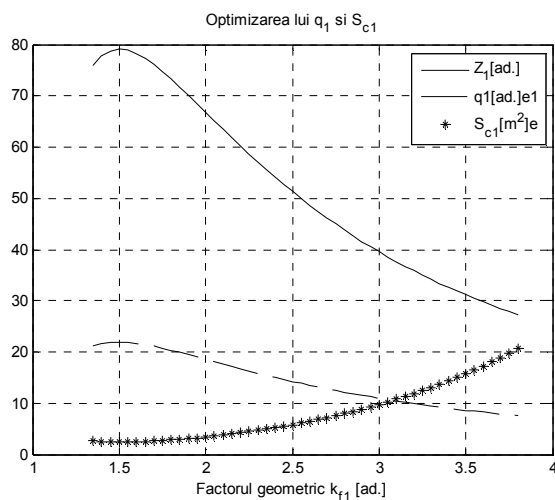


Fig. 4.19. Variația numărului total de creștături, a numărului de creștături pe pol și fază și a ariei creștăturii

Mărimile esențiale pentru cele trei tipuri de optimizări sunt prezentate în tabelul nr. 4.5.

Tabelul. nr. 4.5. Mărimile esențiale obținute în urma procesului de optimizare

Nr. Crt.	Mărimi caracteristici	Optimizarea consumului specific de materiale	Optimizarea costului specific	Optimizarea ariei creștăturii drepte
1	k_{f1}	2.6	1.6	15
2	γ_1	3.4	3.4	3.4
3	q_1	1.4	2.17	2.19
4	Z_1	66	78	79
5	w_1	1190	737	691
6	θ_1	6527	4016	3765

7	λ	1.1	3	036
8	α_{f1}	1.8	1.8	1.8
9	k_Q	0.6	0.6	0.6
10	$c_m [kg/VA]$	0.0040	0.0043	0.0044
11	$k_m [u.m/VA]$	0.0078	0.0066	0.0067

În tabelul nr. 4.6 au fost prezentate dimensiunile geometrice ale generatorului și solicitările electromagnetice pentru cele trei tipuri de optimizări considerate.

Tabelul nr. 4.6. Dimensiunile geometrice principale și unele mărimi interne

Nr. Crt.	Mărimi	Optimizarea consumului	Optimizarea costului	Optimizarea ariei creștăturii drepte
1	$D_e [mm]$	646	489	464
2	$D [mm]$	506	39	372
3	$L [mm]$	149	310	351
4	$\tau [mm]$	132	103	97
6	$S_p [VA/m^2]$	231	143	134
7	$A_p [m^2]$	0.65	0.50	0.47
8	$E_s [V/m]$	6.6	5.1	4.8
9	$A_l [A/m]$	352	278	276
10	$J_l [A/mm^2]$	4	5	5.2
11	$h_{c1} [mm]$	47	29	29
12	$h_{j1} [mm]$	23	18	17
13	$h_{j2} [mm]$	22	18	17
14	k_{miu}	1.4	1.6	1.6
15	$\delta_c [mm]$	4	2.2	2
16	$\delta_0 [mm]$	2.8	1.6	1.4

Pentru fiecare din cele trei optimizări considerate au rezultat dimensiuni geometrice diferite. Atât acestea cât și unele solicitări electromagnetice au rezultat în limite admisibile. În funcție de opțiunea dorită se alege soluția finală.

4.5. Concluzii

În problematica largă a optimizării generatoarelor sincrone cu magneți permanenți, optimizarea ariei creștăturii drepte printr-o abordare multicriterială (termică și economică) conduce la obținerea unor rezultate importante. O dată cu minimizarea acestuia a avut loc obținerea unui maxim pentru numărul de creștături pe pol și fază (care poate să fie fracționar sau întreg) și, implicit, al numărului total de creștături pe pol și fază (care va trebui să fie, întotdeauna, natural).

S-a arătat că la solicitări electromagnetice impuse numărul de creștături pe pol și fază nu poate depăși o anumită limită. Acest lucru este determinat, în principal, prin faptul că odată cu creșterea numărului de creștături pe pol și fază are loc diminuarea ariei creștăturii statorice, motiv pentru care câmpul magnetic este constrâns să circule prin dinți (și, implicit, prin juguri

magnetice) tot mai înguste. Din punct de vedere practic acest lucru înseamnă saturarea profundă nu doar a dintelui, ci, implicit și a jugului, practic, întregului miez statoric.

Optimizarea numărului de spire statoric pe baza unor date impuse din tema de proiectare și a unor solicitări electromagnetice estimate (care pot fi ajustate astfel încât să se obțină soluția optimă globală) conduce la obținerea unei relații analitice care variază liniar cu factorul geometric. Relația matematică dedusă permite realizarea unei distincții concrete între numărul de spire total pentru o mașină oarecare și cel pentru o mașină infinit de lungă – care este o constantă (la solicitări electromagnetice constante). Aceleași concluzii – dar, desigur, la altă scară – se pot formula în privința solenației statorice.

S-a arătat că limitele de încadrare ale factorului de arhitectură (raportul dintre pasul polar și lungimea ideală a indusului) pot fi determinate univoc prin relatarea la raportul fluxurilor termice din zona frontală și cea activă. Astfel, acesta poate fi descris ca produs dintre o constantă (denumită în literatură factor de acoperire frontală) a cărei valoare depinde raportul fluxurilor termice de pierderi, și de factorul geometric. Pentru diverse geometrii (la date de proiectare date și solicitări electromagnetice constante) variația calitativă a factorului de arhitectură depinde, în mod exclusiv, de factorul geometric.

Simulările numerice pentru cele mai relevante tipuri de generatoare sincrone utilizate în conversia energiei eoliene în energie electrică, cu magneți permanenți, respectiv, cu reluctanță variabilă, au confirmat validitatea propunerilor din cadrul acestui capitol.

Capitolul 5

CONTRIBUȚII PRIVIND DEZVOLTAREA UNOR NOI CRITERII DE EVALUAREA ENERGETICĂ A IMPACTULUI GENERATOARELOR ELECTRICE DIN COMPONENTA TURBINELOR EOLIENE ASUPRA MEDIULUI

5.1. Introducere

Prezența generatoarelor electrice în sistemele de conversie a energiei eoliene în energie electrică conduce, printre altele, la o permanentă interacțiune a acestor sisteme cu mediul înconjurător. Problematika interacțiunii asupra mediului poate fi privită dintr-un număr mai larg de aspecte: termic, acustic, electromagnetic, electrochimic etc. Dintre acestea o importanță mare o au acelea care au o acțiune continuă și de durată, prezentând, în ansamblu, o pondere importantă în cadrul tuturor interacțiunilor asupra mediului: interacțiunea termică și cea electromagnetică.

Obiectivele transpuse în acest capitol sunt definite astfel:

- identificarea componentelor poluante de natură electromagnetică și termică dezvoltate de generatoarele electrice cele mai des întâlnite (asincron, respectiv, sincron excitat cu magneți permanenți) utilizate în sistemele de conversie a energiei eoliene în energie electrică;
- dezvoltarea unor criterii de evaluare a impactului termic asupra mediului;
- deducerea unor noi criterii de compatibilitate în vederea evaluării impactului electromagnetic asupra mediului;
- determinarea experimentală a factorului poluant electromagnetic;
- găsirea unor recomandări de reducere a impactului poluant asupra mediului pentru faza de proiectare propriu-zisă a generatoarelor.

5.2. Definirea factorilor specifici termici poluanți la mașinile electrice

Se definește un factor specific poluant [VONC 08] pe baza randamentului celor două tipuri de mașini (sincronă cu magneți permanenți, respectiv, asincronă), care are aceeași formă datorită aspectului macroscopic considerat, ca raport din suma pierderilor totale nominale și puterea nominală a mașinii:

$$FSP_T = \frac{(\sum P)_N}{P_N} = \sum p_N = 4 \cdot r_1, \quad (5.1)$$

unde prin $(\sum P)_N$ s-a notat suma pierderilor totale, fie considerată cea rezultată în faza de proiectare a mașinii, fie cea măsurată în timp real; P_N reprezintă puterea de ieșire a mașinii

(electrică pentru funcționarea în regim de generator, respectiv, mecanică pentru funcționarea în regim de motor) care este furnizată (livrată) în exploatare, în regim nominal.

Se definește factorul specific poluant termic raportat pe baza următoarei relații:

$$FSP_{TT} = \frac{1/FSP_E}{1/FSP_{P.R.}} \quad (5.2)$$

unde $1/FSP_E$ este inversul factorului specific poluant al mașinii care se dorește a fi evaluată, iar $1/FSP_{P.R.}$ este inversul factorului specific poluant al mașinii cu cele mai ridicate performanțe întâlnită pe piață la momentul când se face evaluarea, mașină care se va considera drept referință.

Dacă se consideră mașina Premium ca fiind cea cu cele mai ridicate performanțe, și se dorește evaluarea performanțelor mașinilor de categorii imediat inferioare precum mașinile Standard, respectiv, cele Eficiente, relația (5.5) devine:

$$FSP_{TT} = \frac{1/FSP_{ST.}}{1/FSP_{PRE}} \quad (5.3)$$

$$FSP_{TT} = \frac{1/FSP_{EF.}}{1/FSP_{PRE}} \quad (5.4)$$

În vederea demonstrării utilității acestor ultime relații, se exemplifică pentru generațiile actuale de mașini [W22 12].

În continuare, se reprezintă grafic rezultatele obținute, în vederea demonstrării capacității de caracterizare a acestor factori poluanți, a impactului mașinilor asupra mediului înconjurător.

În fig.5.5 și fig.5.6. se reprezintă factorul specific poluant.

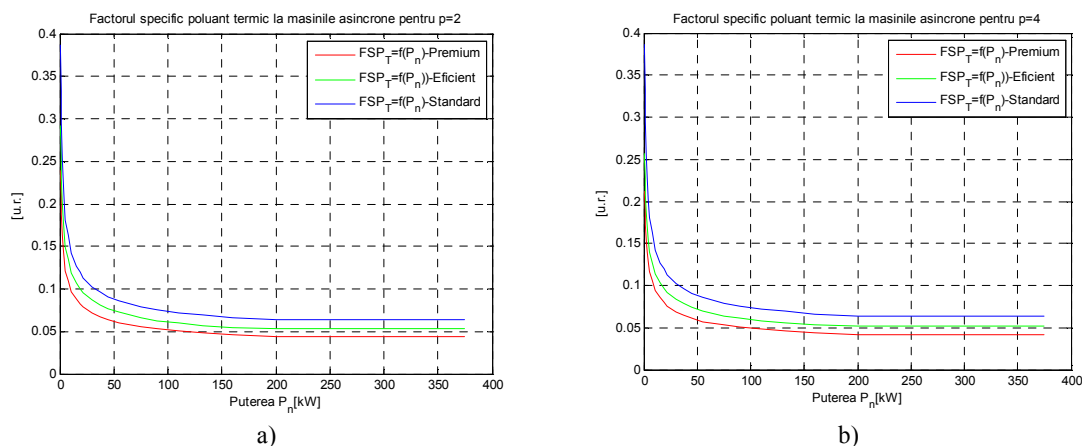


Fig. 5.5. Factorul specific poluant termic la mașina asincronă pentru diverse numere de poli a) p=2 ; b) p=4;

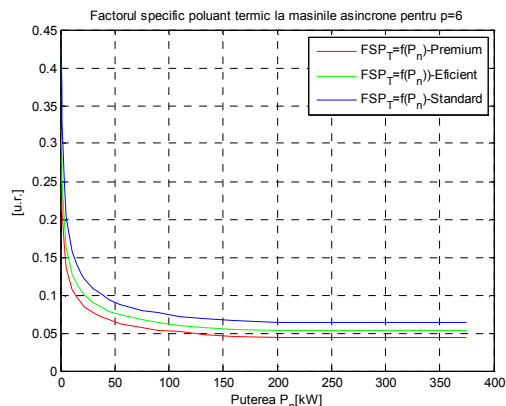
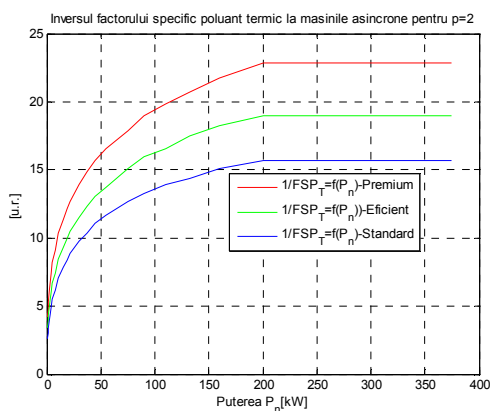
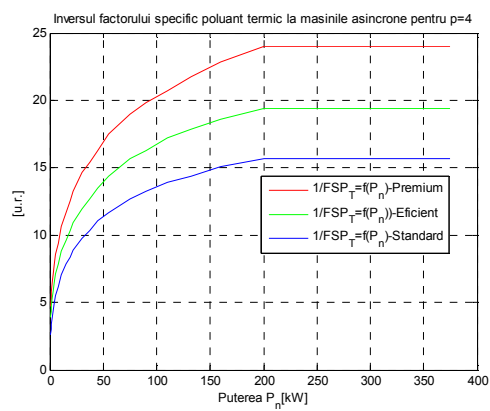


Fig. 5.6. Factorul specific poluant termic la mașina asincronă pentru numărul de perechi de poli $p=6$

Inversul factorului specific poluant este reprezentat în fig. 5.8 și fig. 5.9.



a)



b)

Fig. 5.7. Inversul factorului specific poluant termic la mașina asincronă pentru diverse numere de poli a) $p=2$; b) $p=4$;

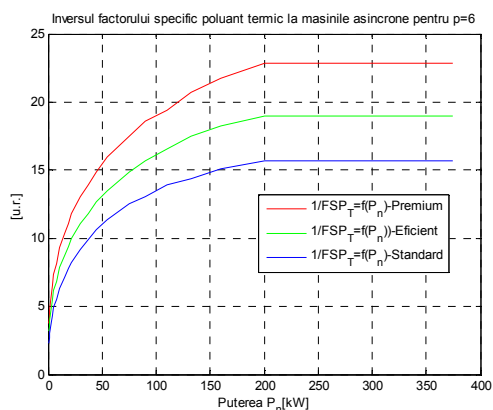


Fig.5.8. Factorul specific poluant termic la mașina asincronă pentru numărul de perechi de poli $p=6$

Factorul specific poluant termic este reprezentat în fig.5.9 și fig.5.10.

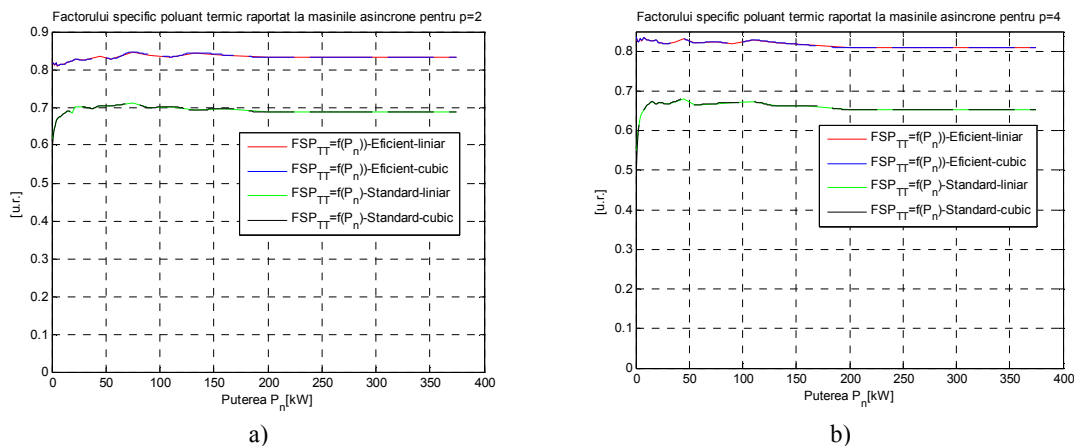


Fig. 5.9. Factorul specific poluant termic raportat la mașina asincronă pentru diverse numere de poli a) p=2 ; b) p=4;

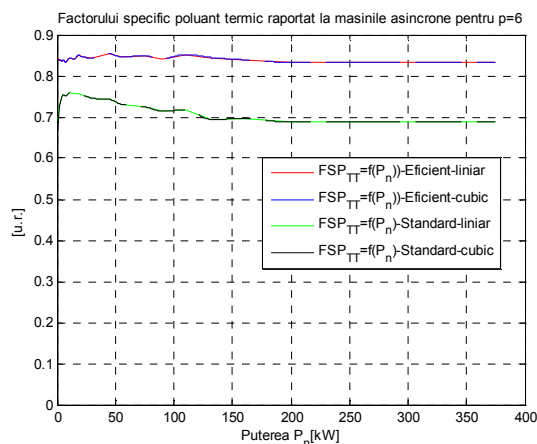


Fig. 5.10. Factorul specific poluant termic raportat la mașina asincronă pentru numărul de perechi de poli p=6

Având în vedere variația acestui factor, s-au utilizat două tipuri de interpolări (liniare și cubice). Se observă că acest factor variază într-un interval destul de îngust raportat la gama de puteri. Variația subunitară a acestuia permite o apreciere a depărtării mașinilor evaluate față de cea cu performanțele cele mai ridicate (Premium).

O altă abordare, dezvoltată în continuarea evaluării impactului de natură termică a mașinilor asincrone, poate fi dată de condiția de maximizare a randamentului mașinii. Este cunoscut faptul că orice mașină electrică admite un randament maxim atunci când pierderile variabile cu sarcina (pierderile în Cu) sunt egale cu cele constante (pierderile în Fe și cele mecanice și de ventilație) [Cioc 94].

Pe baza acestor considerații, un nou factor specific poluant poate fi definit ca raport dintre pierderile variabile și cele constante:

$$R = \frac{\sum P_v}{\sum P_{ct}} = \frac{\sum P_{Cu}}{\sum P_{Fe} + \sum P_{m,v}} \quad (5.8)$$

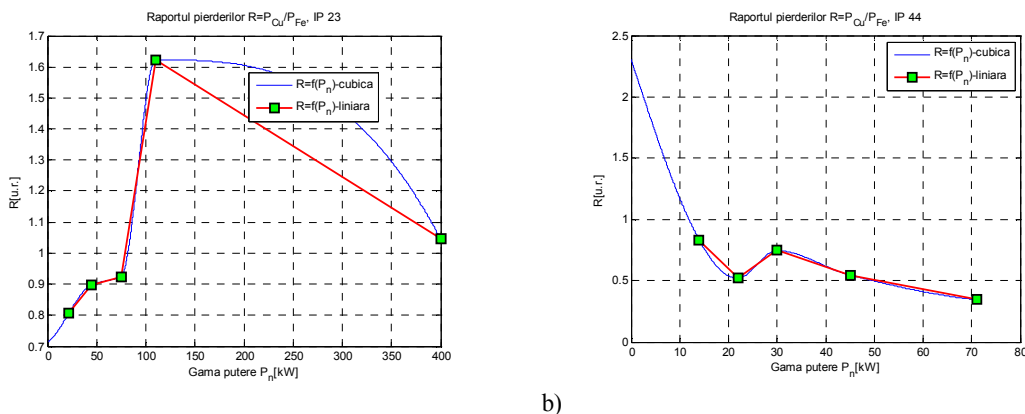
Dacă se ține cont că - din punct de vedere practic - pierderile mecanice și de ventilație sunt mai greu de măsurat, iar ponderea acestora este redusă (aproximativ $0.005P_n$), raportul pierderilor se poate aprecia printr-o relație simplificată de forma:

$$R = \frac{\sum P_{Cu}}{\sum P_{Fe}} \quad (5.9)$$

Din punct de vedere practic, cele două relații (5.8) și (5.9) permit evaluarea impactului asupra mediului. Cazul favorabil este descris de apropierea relațiilor de valoarea unitară. Valoarea unitară nu este atinsă în cazul relațiilor (5.8-5.9) datorită restricțiilor privind fixarea punctului nominal (pentru cazul evaluării factorului în faza de proiectare a mașinii), respectiv, a deficitului de pierderi mecanice pentru relația (5.9).

În continuare, se exemplifică utilizarea acestui factor pentru cazul mașinilor asincrone dintr-o generație mai veche, de diverse grade de protecție
În continuare, datele utilizate vor fi interpolate liniar și cubic.

Raportul dintre pierderile în Cu și cele în Fe a fost reprezentat în fig. 5.11.



a) b)
Fig. 5.11. Raportul dintre pierderile în Cu și cele în Fe, la mașina asincronă, pentru două grade de protecție a) IP 23; b) IP 44

Problema interpretării acestui factor este puțin controversată dacă se ține cont că un aspect deosebit de important este dat de influența gradului de protecție asupra design-ului mașinii. Gradul de protecție influențează valorile densităților de curent, și, implicit, distribuția pierderilor în Cu.

La grade de protecție mici, spre exemplu, IP 23, mașinile înregistrează valori ridicate ale densităților de curent, și, în consecință, pierderile în Cu pot depăși pe cele în Fe. În cadrul acestui grad de protecție (și, în general, la toate celelalte) o influență importantă o are și puterea. Pentru mașini cu grade de protecție ridicate, spre exemplu, IP 44, se înregistrează valori scăzute ale densităților de curent, și, în consecință, pierderile în Cu sunt inferioare celor în Fe.

Diferitele interpretări ale raportului pierderilor și a densității de curent în funcție gradul de protecție și gama de puteri sunt redată în tabelul nr. 5.3.

Tabelul nr. 5.3. Posibile interpretări ale semnului raportului dintre pierderile în Fe și cel în Cu

Nr. Crt.	Putere P_n [kW]	Grad de Protecție	Densitate de curent	Raport Pierderi
1	Mică	+	++++	$R < 0$
		++	+++	$R < 0$ sau $R > 0$
		+++	++	$R < 0$ sau $R > 0$
2	Medie	+	+++	$R < 0$
		++	++	$R < 0$
		+++	+	$R < 0$
3	Mare	+	++	$R < 0$ sau $R > 0$
		++	+	$R < 0$

		+++	+	R<0
+ - mică; ++ - medie; +++ - mare.				

Având la bază argumentele de mai sus, se definește factorul specific poluant (diferit față de cel anterior ca ordin de mărime) ca raport dintre ponderea raportului specific dintre pierderile în Cu și cele în Fe - la mașina cu cele mai bune performanțe - și raportul specific pentru mașina evaluată:

$$FSP_{TP} = \frac{R_{P.R.}}{R_E} \quad (5.10)$$

unde FSP_{TP} este factorul specific poluant definit pe baza pierderilor, $R_{P.R.}$ este raportul specific dintre pierderile în Cu și cele în Fe obținute pentru mașina cu cele mai ridicate performanțe (la ora actuală, mașinile Premium dețin această supremație) iar R_E este raportul specific pentru mașina evaluată.

În tabelul nr. 5.4 sunt prezentate valorile factorului termic poluant definit pe baza pierderilor pentru cazul evaluării impactului unor mașini din seria A4.

Tabelul nr. 5.11. Rezultate ale evaluării unor mașini din seria A4

Nr. Crt.	Tip Mașină	Putere [kW]	Grad Protecție	$R_{P.R.}$	R_E	FSP_{TP}	$1/FSP_{TP}$
1	Premium	30	-	0.48	-	0.65	1.52
2	Seria A4		IP 44	-	0.74		
3	Premium	45	-	0.53	-	0.6	1.66
4	Seria A4		IP 23	-	0.89		
			IP 44	-	0.54		
5	Premium	75	-	0.62	-	0.67	1.47
6	Seria A4		IP 23	-	0.92		
7	Premium	110	-	0.49	-	0.3	3.2
8	Seria A4		IP 23	-	1.62		

Se observă, la fel ca și în cazul celorlalți factori definiți, că inversul factorului redă o imagine mult mai concretă în privința aprecierii impactului.

În concluzie, pe măsură ce crește puterea și crește gradul de protecție, factorul specific poluant, definit pe baza pierderilor, scade, iar inversul său crește.

Acest nou factor (sau mai concret, inversul lui) permite o apreciere macroscopică, foarte relevantă, a mașinilor evaluate, în raport cu cele mai performante mașini existente, pe baza definirii unor criterii simplificate.

5.3. Definirea factorilor specifici magnetici poluanți la mașinile electrice

Se definește factorul specific de poluare magnetică [VONC 08] ca raportul dintre inducția magnetică din exteriorul mașinii, pe direcție radială, B_{ext} - la distanța de un 1m - și inducția magnetică din întrefier B_δ :

$$FSP_M = \frac{B_{ext}}{B_\delta} \quad (5.11)$$

5.4. Definirea factorilor specifici electrici poluanți la mașinile electrice

Se definește factorul specific de poluare electrică ca raport dintre câmpul electric din exteriorul mașinii, pe direcție radială E_{ext} - la distanța de un 1m de mașină - și câmpul electric principal din mașină indus prin mișcare E_p :

$$FSP_E = \frac{E_{ext}}{E_p} \quad (5.12)$$

Câmpul electric principal se poate exprima în funcție de inducția din întrefier (pe baza legii inducției electromagnetice) conform relației:

$$E_p = \frac{B_\delta}{\sqrt{2}} V_1 \quad (5.13)$$

unde viteza periferică a mașinii se exprimă în funcție de viteza unghiulară a mașinii și diametrul statoric interior al mașinii: $V_1 = \Omega_1 \cdot D/2$.

Pe baza ultimei relații factorul specific electric poluant devine:

$$FSP_E = \frac{E_{ext}}{\frac{B_\delta}{\sqrt{2}} V_1} \quad (5.14)$$

Un avantaj deosebit de important al acestei ultime relații este acela că aceasta se poate exprima în funcție de inducția magnetică din întrefier, astfel că pentru determinarea factorilor de poluare magnetică și electrică nu este nevoie de măsurarea sau estimarea de două mărimi din interiorul mașinii, ci doar una, anume inducția magnetică din întrefier.

Problema poate fi privită și invers, anume se poate utiliza ca unică mărime câmpul electric principal. În acest caz se inducția magnetică se va exprima ca funcție de câmpul electric principal:

$$B_\delta = \frac{E_p \cdot \sqrt{2}}{V_1} \quad (5.15)$$

Pe baza acestei relații factorul de poluare magnetică devine:

$$FSP_M = \frac{B_{ext}}{\frac{E_p \cdot \sqrt{2}}{V_1}} \quad (5.16)$$

Selecția între aceste două mărimi se poate face în funcție de mărimea care este mai ușor accesibilă. De obicei, ca și în multe alte analize, se preferă utilizarea ca mărime de referință a inducției magnetice din întrefier, întrucât are o importanță practică mult mai bine încheată, și, în plus, variază – conform metodologiilor clasice de proiectare – într-un interval îngust (maxim 0.7-0.9 T, uzual 0.7).

5.5. Definirea factorilor specifici energetici poluanți la mașinile electrice

Pentru început, în vederea fixării ideilor, se definește o energie specifică (o definiție neconvențională, propusă în cadrul acest capitol). Energia specifică din interiorul mașinii se poate determina cu următoarea relație:

$$w_\delta = E_p \cdot B_\delta \quad (5.17)$$

Pentru exteriorul mașinii – în imediata vecinătate a acesteia - energia specifică se definește în mod similar:

$$w_{ext} = E_{ext} \cdot B_{ext} \quad (5.18)$$

Pe baza acestor două tipuri de energii se poate defini acum factorul de poluare energetic al mașinii ca raport între cele două:

$$FSP_I = \frac{w_{ext}}{w_\delta} = \frac{B_{ext} \cdot E_{ext}}{B_\delta \cdot E_p} \quad (5.19)$$

O particularitate importantă a factorului de poluare energetic al mașinii definit conform relației (5.19) este aceea că el se poate exprima ca produs între factorul magnetic și cel electric:

$$FSP_I = FSP_M \cdot FSP_E \quad (5.20)$$

Utilizând același raționament ca cel utilizat la factorii magnetici și electrici, în vederea reducerii numărului de variabile utilizate, se va utiliza – în primul caz – ca variabilă preluată experimental, inducția magnetică. În acest caz, factorul de poluare energetic se poate exprima prin următoarea relație:

$$FSP_I = \frac{B_{ext} \cdot E_{ext}}{\frac{B_\delta^2}{\sqrt{2}} V_1} \quad (5.21)$$

Pentru cazul utilizării câmpului electric principal, factorul de poluare energetic se determină cu relația:

$$FSP_I = \frac{B_{ext} \cdot E_{ext}}{\frac{E_p^2}{V_1} \sqrt{2}} \quad (5.22)$$

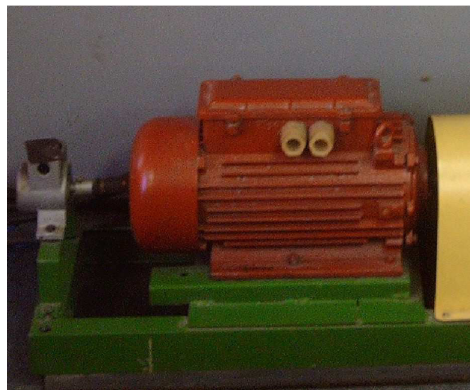
Factorul energetic poluant definit în cadrul acestui subcapitol permite redarea unei imagini a impactului asupra mediului prin prelevarea, doar, a trei mărimi de stare ale câmpului electromagnetic: două mărimi preluate din exteriorul mașinii - B_{ext} și E_{ext} (preluate experimental obligatoriu) și una din interiorul acesteia - B_δ sau E_p (preluată experimental sau estimată). Deci, s-a obținut definirea unui factor energetic de evaluare a impactului (oarecum de tip randament), în cadrul căruia s-a redus (optimizat) numărul de tipuri de date preluate experimental de la 4 (sau 3 pentru cazul estimării unuia dintre ele) la 3 (sau 2 pentru cazul estimării unuia).

5.6. Determinarea experimentală a factorilor specifici poluanți electromagnetici

În vederea evaluării impactului asupra mediului – prin intermediul factorilor de natură electromagnetică - s-au prelevat date experimentale pentru mărimile de stare ale câmpului electromagnetic care radiază în exteriorul mașinii: E_{ext} [V/m] și B_{ext} [mGs] (inducția magnetică a fost preluată inițial în unitatea tolerată Gauss în vederea adaptării la scara aparatului de măsură utilizat). Inducția magnetică din întrefierul mașinii a fost estimată la valoarea de 0.7[T].

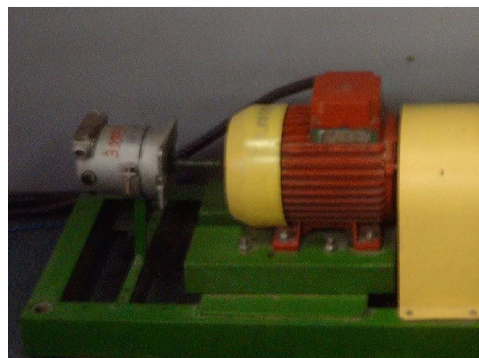
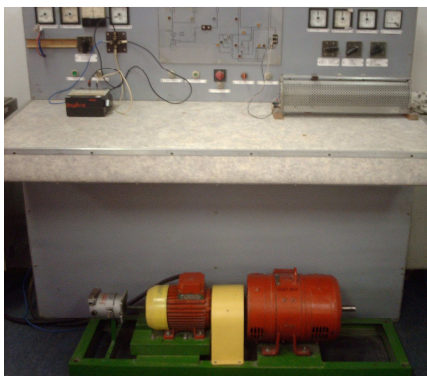
Datele experimentale au fost preluate cu ajutorul aparatului de măsură TESLAMETRU – model 100XE.

S-a analizat comportamentul a două mașini asincrone. În primul caz s-a considerat o mașină asincronă cu rotorul bobinat (MARB) cu puterea de 2.2. kW. Standul experimental global cât și mașina utilizată au fost prezentate în fig. 5.12.



a) b)
Fig. 5.12. Standul experimental al MARB : a) vedere globală, b) mașina utilizată

În cel de-al doilea caz s-a utilizat o mașină asincronă cu rotorul în scurtcircuit (MARSC) cu puterea de 1.5 kW (fig. 5.13).



a) b)
Fig. 5.13. Standul experimental al MARS : a) vedere globală, b) mașina utilizată

S-au preluat date experimentale pentru două tipuri de regimuri : regimul corespunzător stării de repaus a acționării, respectiv, regimul de funcționare în sarcină.

Pentru aprecierea calitativă a mărimilor de stare ale câmpului, preluate experimental, respectiv, a factorilor de poluare determinați, s-au reprezentat grafic (prin interpolări pe baza funcțiilor cubice și liniare ale datelor experimentale preluate) aceste dependențe pentru regimurile considerate.

S-au analizat variațiile mărimilor de stare ale câmpului magnetic și ale factorului de poluare pentru fiecare mașină în parte. În primul caz s-a analizat comportamentul MARB-ului pentru cele două regimuri considerate: repaus și sarcină.

Factorul de poluare magnetic este aproximativ constant în regimul de repaus, iar la funcționarea în sarcină are o evoluție decendentă, așa cum se arată în fig. 5.14.

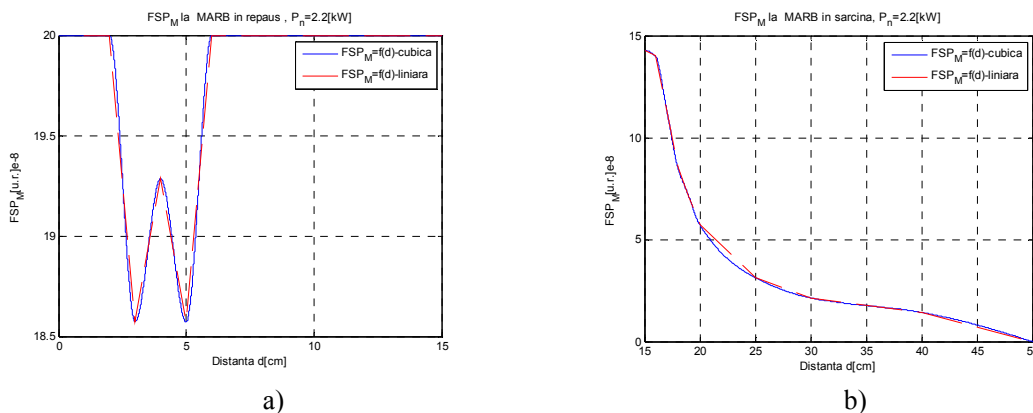


Fig. 5.14. Factorul specific poluant magnetic pentru cele două regimuri considerate a) repaus; b) sarcină

În fig. 5.15 s-a reprezentat factorul specific poluant la MARB kW pentru cele două regimuri considerate. Se constată că peste o anumită distanță (dependentă de mașina studiată) că acest factor se anulează.

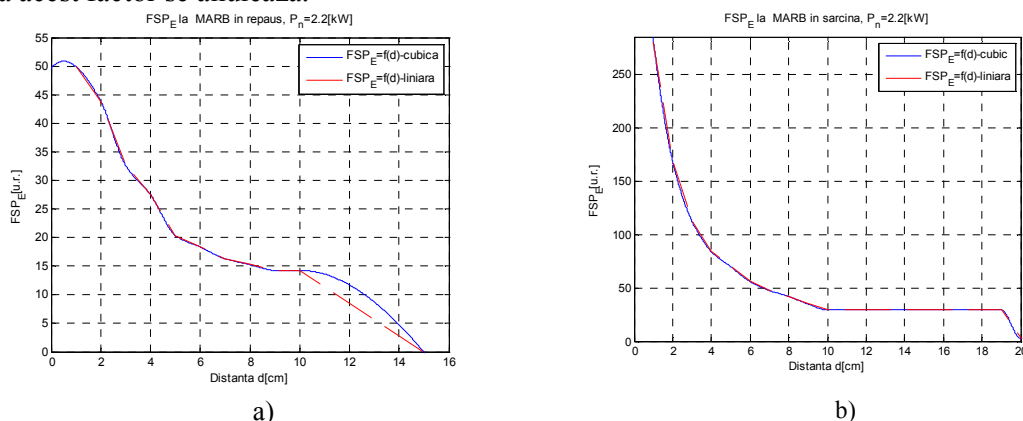


Fig. 5.15. Factorul specific poluant electric pentru cele două regimuri considerate a) repaus; b) sarcină

Factorul specific poluant energetic a fost reprezentat în fig. 5.16. Acesta înregistrează în apropierea mașinii (distanțe mici) un mic punct de extrem, după care are o evoluție descendentă până când se anulează.

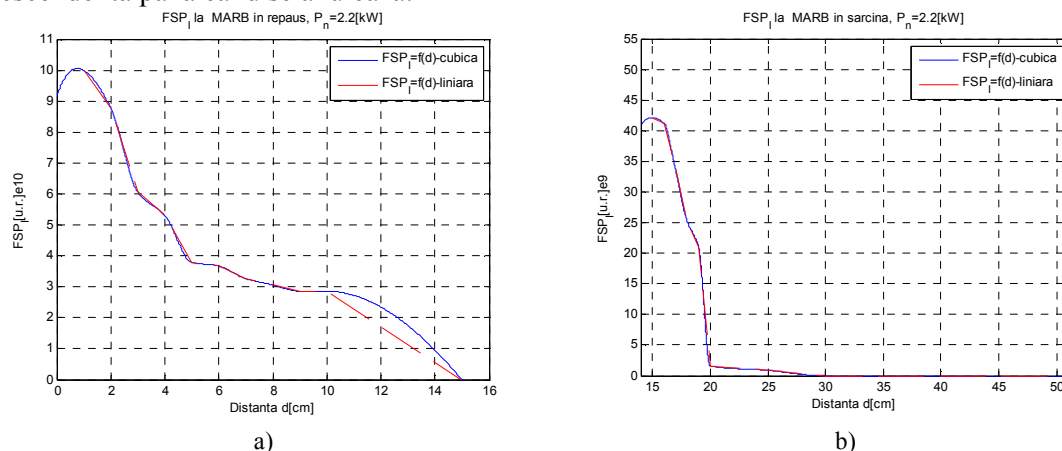


Fig. 5.17. Factorul specific poluant energetic pentru cele două regimuri considerate a) repaus; b) sarcină

În continuare se vor prezenta rezultatele grafice obținute la MARSC.
 Factorul specific poluant la MARSC a fost reprezentat în fig. 5.18. Se constată o variație descrescătoare rapidă a acestuia la funcționarea în sarcină.

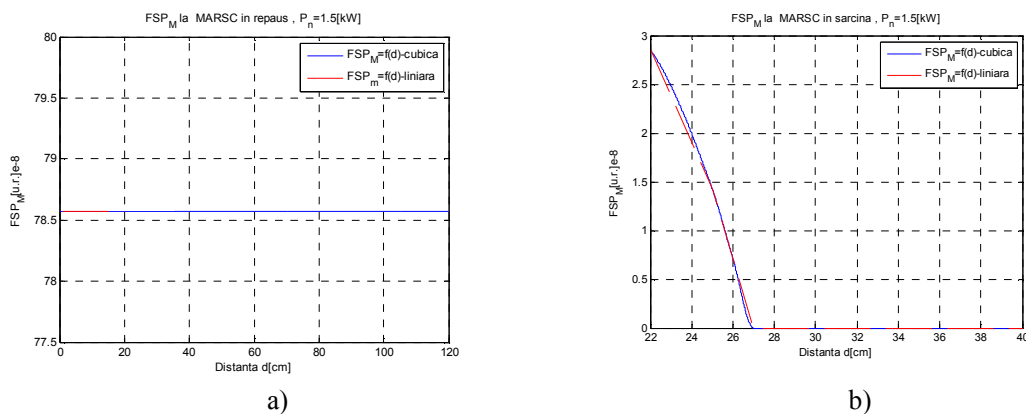


Fig. 5.18. Factorul specific poluant electromagnetic pentru cele două regimuri considerate a) repaus; b) sarcină

Factorul specific poluant electric prezintă o descreștere cu distanța, în funcție de regimul considerat (fig. 5.19).

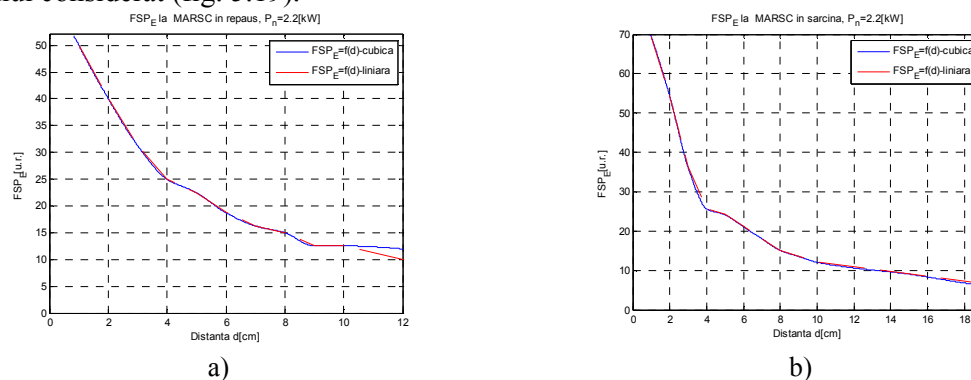


Fig. 5.19. Factorul specific poluant electric pentru cele două regimuri considerate a) repaus; b) sarcină

Și, în final, factorul specific poluant energetic descrie evoluția impactului electromagnetic cu distanța, sub aspect cumulat (interacțiuni electrice și magnetice), în funcție de regimul considerat (fig. 5.20).

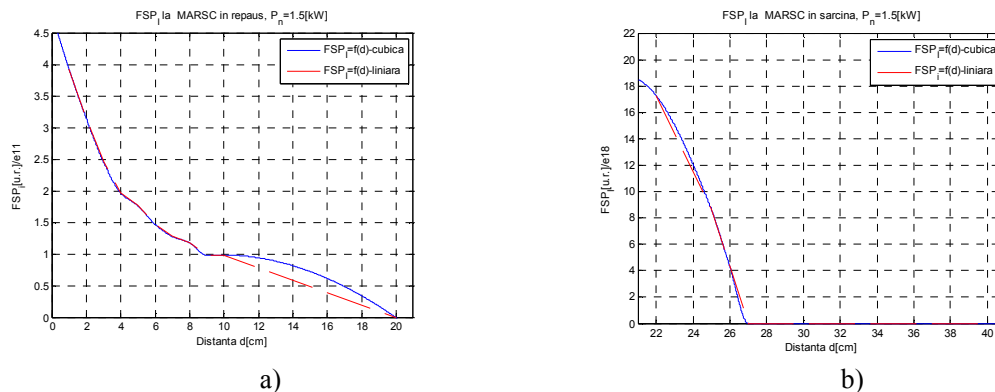


Fig. 5.20. Factorul specific poluant magnetic pentru cele două regimuri considerate a) repaus; b) sarcină

5.7. Concluzii

În condițiile în care reducerea impactului asupra mediului este un subiect de mare actualitate (în particular prin prisma sistemelor de conversie a energiei eoliene), evaluarea acestuia – pe baza unor metode utile din punct de vedere practic – este extrem de importantă. Întrucât lanțul de conversie cuprinde o serie de elemente cu ponderi diferite în dimensiunile impactului, s-a analizat doar impactul produs de mașinile electrice (generatoarele) din turbinele eoliene – care sunt elementele cu cel mai ridicat grad de impact în cadrul fermelor de eoliene. Pentru cele două tipuri de poluări subliniate au fost definiți factori specifici poluanți (termici, electrice, magnetici și electromagnetici), care permit utilizatorilor (proiectanților, producătorilor) evaluarea impactului asupra mediului a generatoarelor asincrone și sincrone cu magneți permanenți, din cadrul turbinelor eoliene.

S-a determinat legătura care există între mărimile de stare ale câmpului electromagnetic din interiorul structurii electromagnetice a mașinii. Această dependență are o importanță ridicată întrucât permite optimizarea (reducerea) numărului de variabile utilizate în procesul de caracterizare al impactului mașinii asupra mediului. Astfel, în loc de patru mărimi de stare ale câmpului electromagnetic (inducția din întrefier și câmpul electric principal, respectiv, inducția magnetică și câmpul electric exterior), vor fi necesare două preluate astfel: inducția magnetică din întrefier/intesitatea câmpului magnetic principal - preluate experimental sau estimate și, inducția magnetică și câmpul electric exterior – ambele preluate experimental.

Rezultatele experimentale pentru două mașini asincrone (generatoare, cu rotorul robinat, respectiv, în scurtcircuit) au relevat variații specifice ale mărimilor de stare ale câmpului electromagnetic – fapt contabilizat prin intermediul factorului specific poluant. S-a constatat – pe baza prelevării datelor experimentale – că există o anumită distanță, dincolo de care valorile – câmpului magnetic radiat - către exteriorul mașinii devine neglijabil (în realitate câmpul este, de fapt, la valoarea celui natural al pământului), respectiv, cele ale câmpului electric. Din acest punct de vedere, practic, este aproape imposibilă o determinare analitică – pe baza modelelor – a acestei distanțe datorită interacțiunilor (influențelor) multiple care pot avea între mașină și alte ansambluri (tablouri, cabluri, traductoare etc.). O soluție în acest sens se poate dezvolta pe baza măsurării distanței de anulare a câmpului electric și/sau magnetic cu ajutorul unor traductoare specifice, la care se vor monitoriza distanțele.

Valorile scăzute ale acestor factori poluanți – care corespund unui impact redus asupra mediului – pot deveni, în viitorul apropiat, un criteriu important în vederea alegerii și proiectării generatoarelor electrice componente ale turbinelor moderne cu impact redus asupra mediului.

Capitolul 6

CERCETĂRI ȘI CONTRIBUȚII PRIVIND REALIZAREA DE NOI SISTEME INTEGRATE DE CONVERSIE A ENERGIEI EOLIENE ÎN ENERGIE ELECTRICĂ

6.1. Introducere

Utilizarea generatoarelor sincrone – excitate cu magneți permanenți – de mică putere, pentru conversia energiei eoliene în energie electrică, este o soluție folosită, pe larg, la ora actuală, în site-urile izolate [BOLD 05],[GIER 04],[GIER 02].

O astfel de soluție – în raport cu cele oferite de generatoarele asincrone, respectiv, de curent continuu – oferă următoarele avantaje importante:

- reducerea volumului generatorului și, implicit, a întregului sistem de conversie, condiție forte pentru un site izolat;
- creșterea fiabilității și a duratei de viață a sistemului de conversie;
- eliminarea cutiei de viteză datorită energiei specifice de valoare ridicată a magneților permanenți – care permite realizarea unei excitații într-un volum redus (lucru imposibil la mașinile clasice, spre exemplu, la mașina sincronă clasică).
- eliminarea dispozitivelor adiționale de magnetizare ale fierului precum baterii de condensatoare prezente în cazul funcționării insulare a mașinii asincrone în regim de generator, respectiv, funcționarea mașinii asincrone cu conectare la rețea (extragerea puterii de magnetizare de la rețea);
- reducerea investiției pentru implementarea sistemului de conversie, benefică, de asemenea, pentru sistemele de mică putere.

Avantajul suplimentar a unui astfel de sistem integrat îl reprezintă flexibilitatea oferită potențialului utilizator; transformatorul încorporat, prin adaptarea parametrilor energiei vehiculate în cadrul sistemului de conversie, cât și prin separarea galvanică oferită, permite utilizarea facilă atât pentru sarcini izolate cât și racordarea la rețea.

Pe de altă parte, deoarece – pentru o lungă perioadă de timp, de acum înainte – majoritatea consumatorilor (electrocasnici, la nivel rezidențial etc.) vor rămâne de curent alternativ, aducerea sursei de energie la valorile reclamate de potențialele sarcini, în sistemele de conversie a energiilor regenerabile - la fel ca în sistemele clasice – va reprezenta un mare atu în dezvoltarea pe o scară mai largă a unor astfel de sisteme de conversie.

6.2. Variante constructive

6.2.1. Generatorul de referință

O secțiune longitudinală prin mașină a fost reprezentată în fig. 6.1. Construcția generatorului este una de tip discoidal, cu magneți din pământuri rare așezați pe două platane

(flanșe) dipuse simetric în spațiu – care împreună constituie rotorul generatorului, cu bobine plate realizate din Cu, încastrate în rășină.

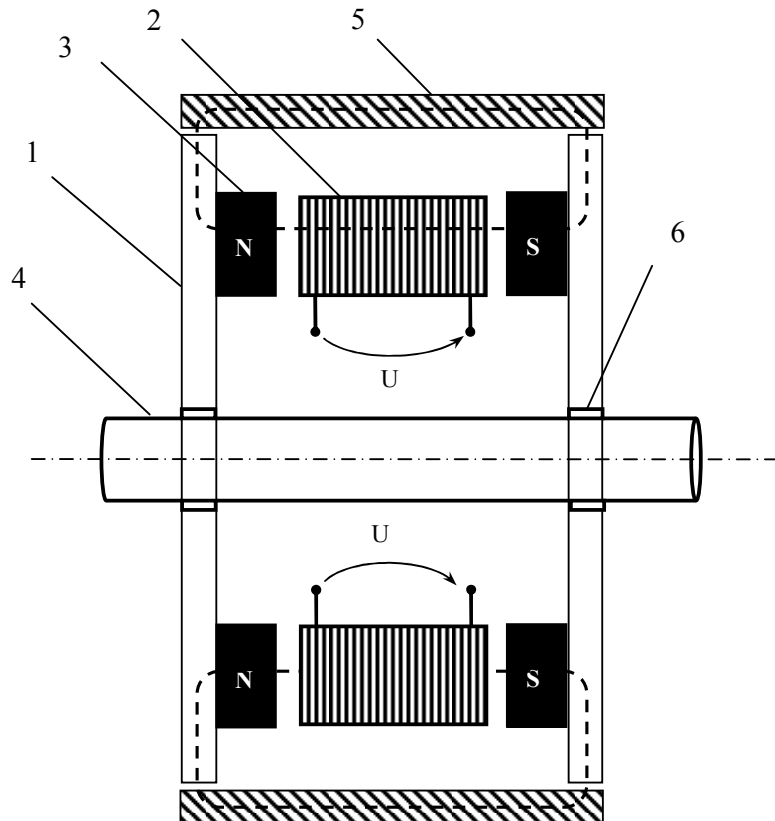


Fig. 6.1. Secțiune longitudinală a generatorului sincron cu magneți permanenți de referință

Notațiile din fig. 6.1 au următoarele semnificații: 1 – flanșă; 2 – bobină statorică; 3 – magnet permanent; 4 – arbore; 5 – carcasă; 6 – lagăre.

Valoarea întrefierului a fost aleasă la aproximativ 1mm de o parte și de alta a flanșelor.

Particularitățile specifice ale structurii de referință sunt următoarele:

- ✚ lipsa miezului feromagnetic statoric (lipsa concentratorului de flux);
- ✚ înfășurare statorică concentrată (câte două bobine concentrate pe fază, mașina fiind trifazată);
- ✚ încastrarea în rășină a înfășurării statorice (pentru rigidizare mecanică și izolare galvanică);
- ✚ magneți permanenți dispuși pe ambele discuri ale rotorului (număr mare de poli, deci, viteză redusă de sincronism);
- ✚ raport $\frac{l_i}{D}$ mic (1:8), deci moment mare de inerție;

Prin realizarea sistemului integrat propus (generator sincron și transformator – într-un bloc unitar) vor apare următoarele particularități:

- ✚ realizarea unui concentrator de flux statoric (dispersie mai mică, efect util însemnat);
- ✚ înfășurare concentrată, dar monofazată (șașe bobine concentrate, conectate în circuit închis, pentru varianta trifazată);
- ✚ moment mare de inerție, pentru amortizarea oscilațiilor livrate de aerogenerator;
- ✚ număr mare de poli rotorici, deci viteză mică de sincronism, la fel ca la varianta de referință;

carcasa joacă rol activ în transmiterea fluxului magnetic.

6.2.2. Generatorul cu transformator trifazat cu fereastră pentru separarea traseelor liniilor de câmp magnetic – varianta cu magnetii dispuși pe înălțime

În fig. 6.2 s-a prezentat o secțiune longitudinală prin acest generator.

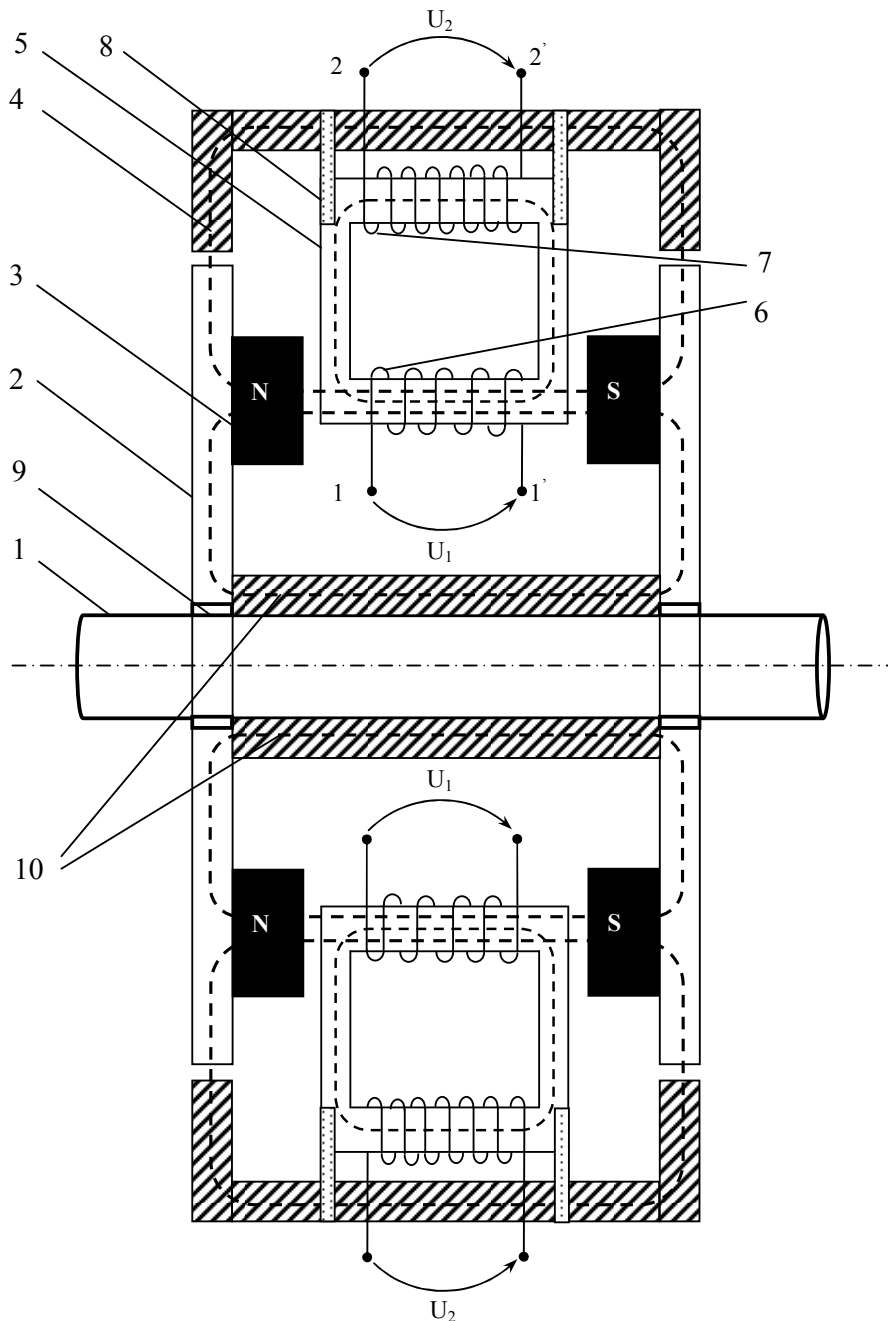


Fig. 6.2. Secțiune longitudinală a generatorului cu transformator monofazat cu fereastră pentru separarea traseelor liniilor de câmp magnetic

În fig. 6.2, notațiile au următoarea semnificație: 1 – arbore; 2 – flanșă; 3 – magnet permanent; 4 – carcasă; 5 – miez feromagnetic statoric; 6 – bobina statorică (generator),

respectiv, bobina primară (transformator); 7 – bobina secundară (transformator); 8 – bare din aluminiu de fixare a miezului feromagnetic statoric; 9 – lagăr; 10 – miez feromagnetic rotoric

6.2.3. Concluzii

În acest subcapitol au fost dezvoltate o serie de generatoare cu transformator integrat, derivate din structura clasică a generatorului sincron cu flux axial și magneți permanenți. Principalul obiectiv a fost acela al realizării unei structuri care să adapteze tensiunea la cerințele sarcinii.

Dintre variantele propuse, structura de generator cu transformator trifazat cu fereastră pentru separarea traseelor liniilor de câmp magnetic – varianta cu magneții dispuși pe coardă – oferă cele mai semnificative avantaje: separarea completă a liniilor de câmp pe ambele direcții (longitudinală și transversală), distribuția uniformă a câmpului magnetic, transformator trifazat integrat (tensiuni accesibile în funcție de conexiunile transformatorului) etc.. O comparație pe diverse criterii – care să ilustreze acest aspect – s-a realizat în Tabelul nr. 6.2.

În cadrul acestui generator, conceperea specială a statorului, prin poziționarea specifică a celor șase transformatoare monofazate, care îl alcătuiesc, între cele două flanșe rotorice, într-o dispunere trifazată-simetrică, conduce la dezvoltarea unei noi structuri cu potențiale superioare pentru adaptarea la cerințele impuse de consumatorii racordați la site-urile izolate.

6.3. Simularea numerică a generatorului cu transformator trifazat, cu bobinele dispuse separat pe axa longitudinală

Pentru rezolvarea problemei de câmp magnetic, s-a utilizat metoda elementelor finite. Modelul matematic utilizat este cel dat de sistemul [GIER 04]:

$$\begin{cases} \operatorname{rot} \left[\frac{1}{\mu} \cdot (\operatorname{rot} \bar{A} - \bar{I}) \right] = 0 \\ \bar{A}(P) = 0 & P \in \operatorname{Fr}_1(D) \\ \frac{\partial \bar{A}(P)}{\partial n} = 0 & P \in \operatorname{Fr}_2(D) \end{cases} \quad (6.1)$$

unde: \bar{A} - este potențialul magnetic vector;

\bar{I} - este inducția magnetică internă (din corpul magnetului permanent);

μ - este permeabilitatea magnetică absolută a mediului.

Prima relație din cadrul sistemului (6.1) este legea circuitului magnetic sub formă locală, următoarea relație este dată condiția la limită Dirichlet (anularea potențialului magnetic vector la suprafața de separație), iar ultima relație redă condiția la limită Neumann (anularea derivatei potențialului magnetic vector la suprafața de separație).

Domeniul de integrare pentru structura acestui generator este reprezentat în fig. 6.3.

Sistem integrat de conversie - transformator incorporat

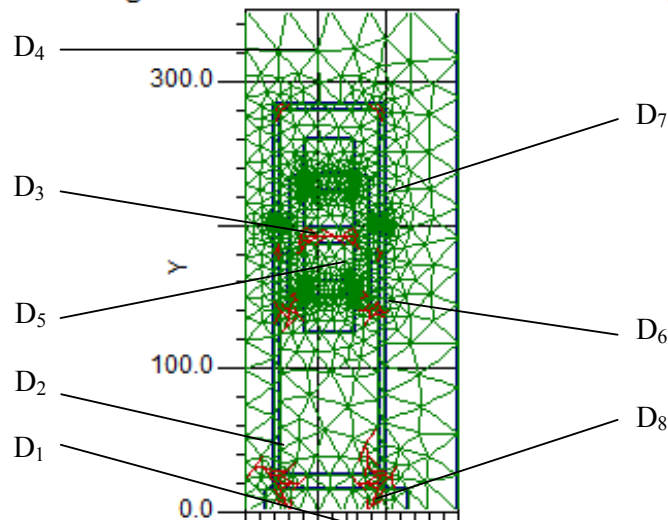
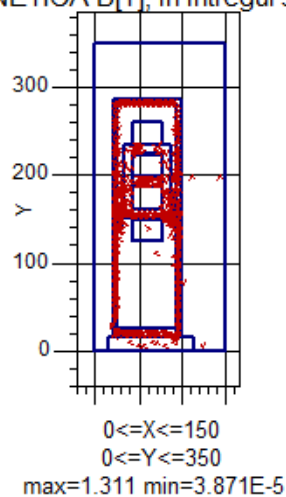


Fig. 6.3. Domeniul de integrare pentru sistemul integrat cu transformator încorporat propus

Unde:

D1 – arbore; D2 – flanșă; D3 – magnet permanent; D4 – carcasă; D5 – miez feromagnetic statoric; D6 – bobina statorică (generator), respectiv, bobina primară (transformator); D7 – bobina secundară (transformator); D8 – miez feromagnetic rotoric.

Fig 6.4 prezintă un detaliu la distribuția vectorului inducție magnetică - reliefat în figura anterioară – cu scopul de a pune în evidență modul în care se produc lucrurile în zona transformatorului încorporat în cadrul sistemului de conversie, atunci când magneții permanenți sunt dispuși pe coardă.

 Sistem integrat de conversie - transformator incorporat
 INDUCTIA MAGNETICA B[T]; in intregul sistem de conversie

 Fig. 6.4. Distribuția vectorului inducție magnetică, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în sarcină ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 3 A/mm^2$)

Sistem integrat de conversie - transformator incorporat
INDUCTIA MAGNETICA B[T]

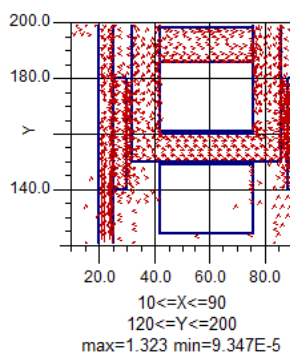


Fig. 6.5. Distribuția vectorului inducție magnetică, în cadrul structurii propuse (detaliu), la funcționarea în sarcină

Observație: Magnetul permanent utilizat nu acoperă întreaga suprafață a bobinei primare a transformatorului (ce reprezintă, totodată, înfășurarea de reacție a generatorului).

Sistem integrat de conversie - transformator incorporat
INDUCTIA MAGNETICA B[T]

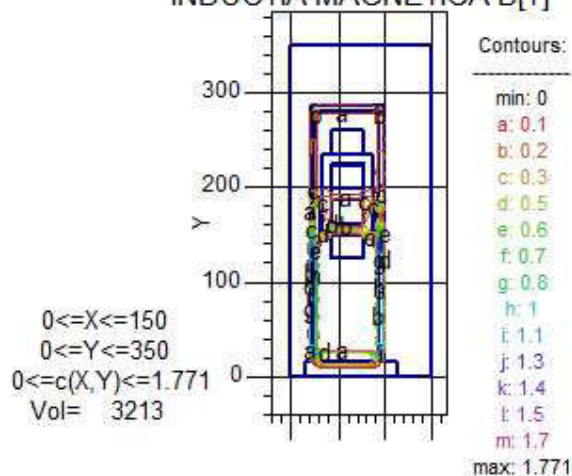


Fig. 6.6. Distribuția inducției magnetice, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în gol ($J_1 = 5A/mm^2$, $J_2 = 0$)

În fig. 6.7 este prezentată – pentru noua configurație a magneților permanenți – variația spațială a potențialului magnetic vector, tot la funcționarea în sarcină a sistemului integrat de conversie ($\bar{J}_1 \neq 0$, $\bar{J}_2 \neq 0$).

Figura 6.8 reliefează modul de distribuție a inducției magnetice la funcționarea în gol a sistemului propus ($\bar{J}_1 \neq 0$, $\bar{J}_2 \neq 0$), în timp ce în fig. 6.53 este prezentată această distribuție în cazul funcționării în sarcină.

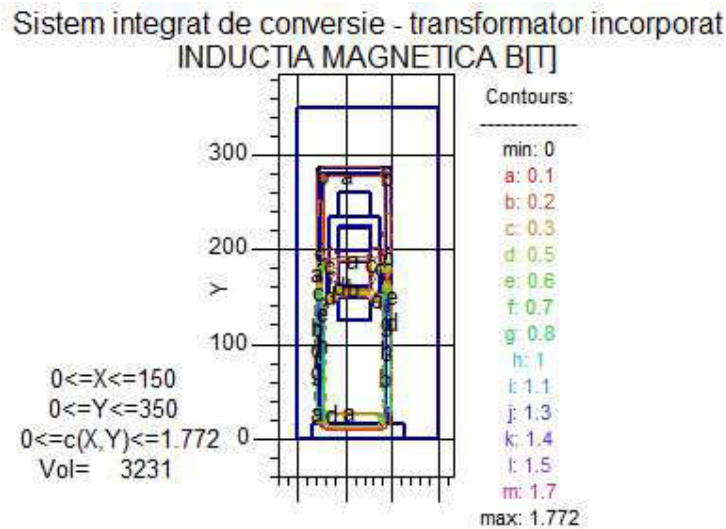


Fig. 6.7. Distribuția inducției magnetice, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în sarcină ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 3 A/mm^2$)

Se constată, din analiza celor două figuri, că nu apar diferențe notabile în ceea ce privește valoarea inducției maxime în cadrul structurii de la funcționarea în gol la funcționarea în sarcină.

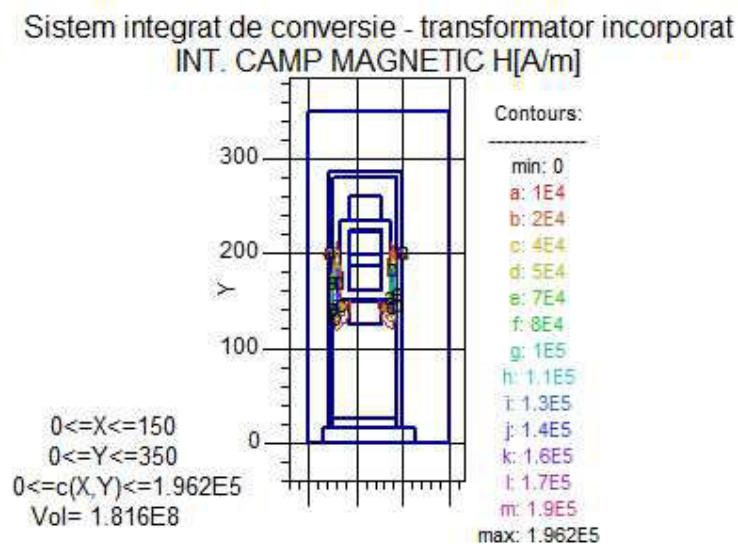


Fig. 6.8. Distribuția intensității câmpului magnetic, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în gol ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 0$)

Figurile 6.8 și 6.9 prezintă distribuțiile intensităților câmpului magnetic - din cadrul structurii, în urma schimbării așezării magnetilor permanenți atât la funcționarea în gol (fig.6.11) cât și la funcționarea în sarcină (fig. 6.12).

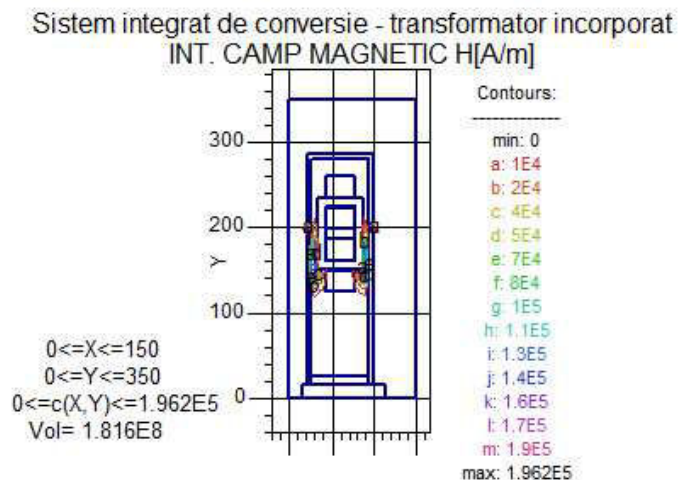


Fig. 6.9. Distribuția intensității câmpului magnetic, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în sarcină ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 3 A/mm^2$)

Se impune aceeași observație: nu există diferențe notabile de la funcționarea, în gol, a sistemului propus, la funcționarea în sarcină a acestuia.

Concluzia este întărită și de modul de variație spațială a energiei specifice, comparație făcută între figurile 6.10, respectiv, 6.11. Se poate spune că densitatea de curent utilizată, la funcționarea în sarcină, în secundarul transformatorului este mică, în raport cu potențialitatea structurii propuse. Există, desigur, un pericol și anume o creștere a inducției magnetice în cazul măririi densității de curent din secundar și, implicit, apariția saturației, în zonele înguste ale structurii propuse. În fig. 6.12 este prezentată situația în care densitatea de curent din secundar este mărită de 5 ori față de varianta de referință ($J_2 = 15 A/mm^2$). Se constată, din figură, că structura propusă se comportă bine la aceste salturi ale densității de curent din secundarul transformatorului încorporat.

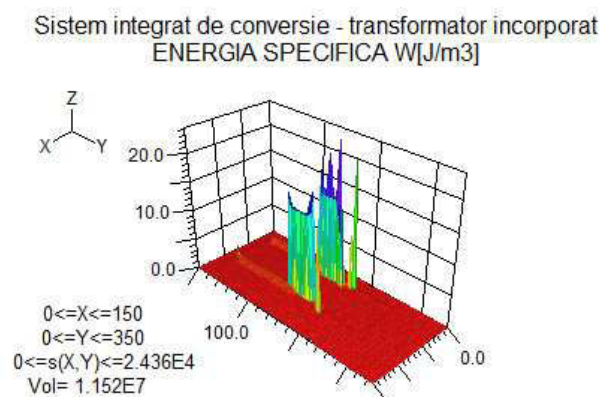


Fig. 6.10. Variația spațială a energiei specifice, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în gol ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 0$)

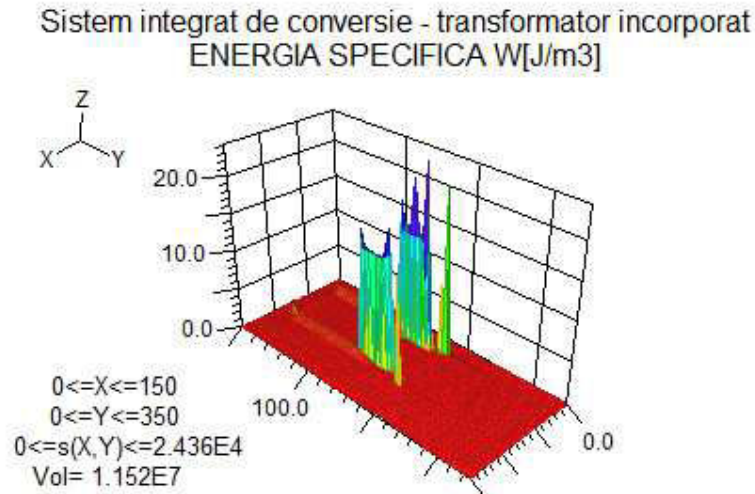


Fig. 6.11. Variația spațială a energiei specifice, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în sarcină ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 3 A/mm^2$)

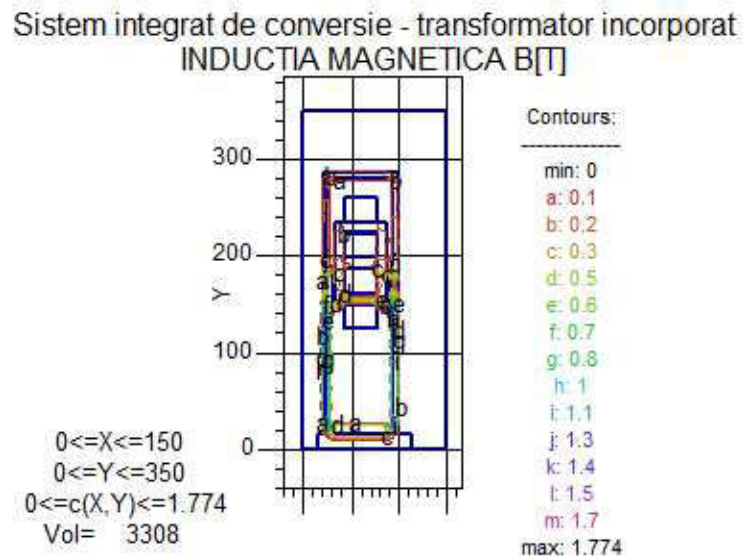


Fig. 6.12. Distribuția inducției magnetice, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în suprasarcină ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 15 A/mm^2$)

Concluziile privind potențialitatea structurii propuse sunt întărite și de modul de distribuție spațială a modului forțelor specifice dezvoltate de la gol la plină sarcină (și suprasarcină) – fig.6.13-6.14. Se constată că pe măsură ce apare o încărcare mai mare în secundarul transformatorului încorporat forțele specifice se diminuează cu, doar, 0,03 %, la suprasarcină în raport cu funcționarea în gol (deci, rămân, practic, constante).

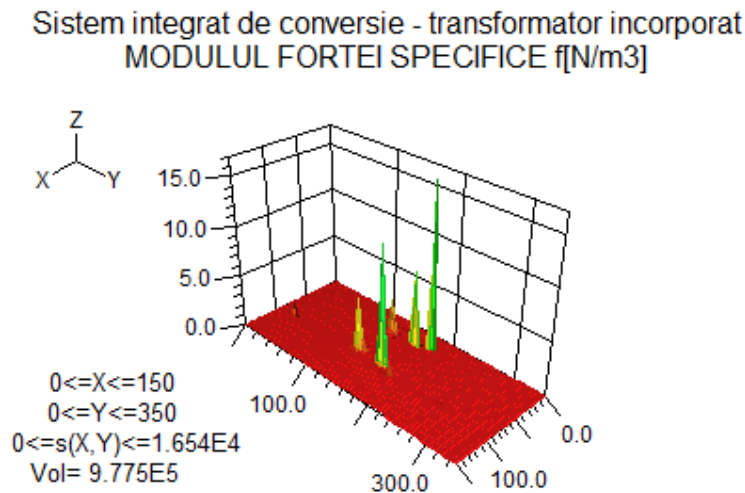


Fig. 6.13. Variația spațială a modului forței specifice dezvoltate, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în gol ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 0$)

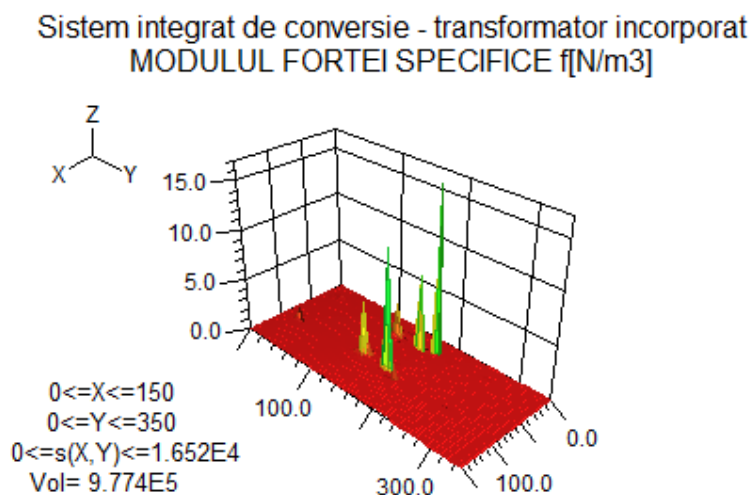


Fig. 6.14. Variația spațială a modului forței specifice dezvoltate, în cadrul structurii propuse, la funcționarea în sarcină ($J_1 = 5 A/mm^2$, $J_2 = 3 A/mm^2$)

6. 4. Concluzii

În cadrul tezei s-au efectuat cercetări în vederea dezvoltării unor noi structuri de generator, cu transformator integrat, dedicate site-urilor izolate.

Din punct de vedere constructiv s-au propus și analizat, ca drept concept, zece variante din care s-a selectat varianta cu cel mai ridicat potențial. În acest sens au fost avute în vedere numeroase criterii de ordin practic care să ofere noi perspective pe această direcție.

S-a realizat, prin modelare numerică, o analiză comparativă între o structură de generator cu întrefier multiplu și câmp magnetic axial (considerată ca referință) și o altă structură potențială ce ar putea fi dezvoltată pentru site-urile izolate, structura propusă reunind – într-un bloc unitar – un generator sincron și un transformator electric. În urma analizei efectuate au rezultat următoarele: o astfel de soluție poate fi utilizată, cu succes, fiind necesară

o dimensionare adecvată, datorită particularităților constructive (existența întrefierurilor benefice structurii de generator dar inadecvate pentru partea de transformator electric), pentru a putea obține efectul util dorit de o clasă largă de consumatori izolați.

Noua structură reunește o serie de avantaje deosebite pentru consumatori insulari:

- adaptarea tensiunii de ieșire la cerințele consumatorilor;
- separarea liniilor de câmp magnetic; astfel, orice defect (suprasarcină, scurcircuit) nu poate conduce la demagnetizarea magneților permanenți;
- noi posibile grade de libertate în controlul automat al generatorului datorită nașterii posibilității accesului la înfășurarea primară a transformatorului – care joacă de tampon între cele două porți de transfer ale energiei;
- structura fizică a generatorului integrat este mult mai robustă față de cele clasice datorită divizării miezului feromagnetic statoric;
- generatorul integrat prezintă o structură redundantă la defecte datorită funcționării independente a celor șase transformatoare care alcătuiesc statorul;
- posibilitatea optimizării duratei regimurilor dinamice – pentru cazul vânturilor cu viteză mare ce periclitează siguranța structurii mecanice a rotorului turbinei – prin alimentarea primarului transformatorului în c.c. astfel încât să faciliteze frânarea dinamică a turbinei;
- imunitatea structurii la situații de avarie.

Capitolul 7

CONCLUZII FINALE ȘI CONTRIBUȚII. DIRECȚII VIITOARE DE CERCETARE

Sistemele de conversie a energiei eoliene în energie electrică oferă o perspectivă viabilă în privința dezvoltărilor de viitor prin intermediul extinderii cunoașterii științifice. Argumentele pro sunt adesea constituite pe raționamentele substituirii de către acestea a resurselor epuizabile, concomitent cu reducerea semnificativă a impactului asupra mediului odată cu dezvoltarea acestora.

Aceste sisteme pot fi privite din două puncte de vedere esențiale: abordarea problemelor sistemelor actuale care țin de o mai bună integrare a generatoarelor asincrone prin rezolvarea unanimă a problemelor de identificarea și estimarea parametrilor de circuit și a performanțelor dinamice în timp real, respectiv, optimizarea generatoarelor sincrone multipolare excitate cu magneți permanenți cu flux radial și a celor cu reluctanță variabilă, pe baza schemelor echivalente clasice de circuit electric

Capitolul 1 prezintă stadiul actual al cercetărilor, pe plan mondial, în rezolvarea problematicii complexe a multiplelor aspecte abordate în cadrul tezei.

În **Capitolul 2** s-au dezvoltat două noi metode de identificare a parametrilor mașinii asincrone în regim staționar. Particularitatea esențială care a stat la baza dezvoltării acestora a fost aceea că modelul matematic - în regim staționar - al mașinii asincrone conține aceiași parametri ca și cel dinamic. Prima metodă, dezvoltată pe baza ecuațiilor de tensiune pe componente, a permis divizarea modelului general (clasic) în două submodele, astfel încât metoda de identificare este realizată pe două etape. Metoda devine astfel, datorită acestei divizări, mai robustă decât cele clasice. Esența metodei constă în optimizarea criteriului rezidului regresiei care permite determinarea sistemului de coordonate (orientării) particular în care se ține cont de faza inițială a tensiunii. Soluția nu este unică, de aceea valoarea rezidului minim asigură regularizarea metodei de identificare. Etapa a doua utilizează ca dată de intrare, pe lângă cele de natură electrică, și inductivitatea de magnetizare obținută în cadrul primei etape, parametrii identificați fiind rezistența rotorică și inductivitatea de dispersie rotorică. A doua metodă, construită pe baza ecuațiilor în complex simplificat, permite o divizare a modelului matematic dedus, astfel încât, spre deosebire de prima metodă, cele două etape sunt independente (nu necesită, spre exemplu, inductivitatea de magnetizare ca în cazul primei metode). În acest caz, parametrii nu mai sunt identificați individual, ci în cadrul primei etape sunt identificate reactanțele de dispersie statorică și cea de magnetizare, pe când în etapa a doua sunt identificate rapoarte de forma rezistență rotorică pe inductivitate de magnetizare, respectiv, inductivitate de dispersie rotorică pe inductivitate de magnetizare. Datorită determinării în etapa a doua a raporturilor dintre parametri, cea de-a doua metodă de identificare este liniară ca structură, însă neliniară în parametri. Validarea experimentală, pentru cazul unei mașini de 4kW, a confirmat un grad de apropiere bun între cele două

metode. Un avantaj important al metodelor de identificare dezvoltate este datorat decuplării modelului matematic în două submodele, fapt ce va duce la creșterea robusteții acestora în raport cu cele clasice, minimul minimorum al rezidului regresiei necăutându-se pentru întreg modelul, ci doar pentru cel statoric. Regularizarea problemei de identificare este cu atât mai importantă cu cât existența unui spectru larg de modele și scheme echivalente asociate mașinii asincrone, conform standardului IEEE 112, nu conferă întotdeauna certitudinea că parametrii identificați sunt apropiați de cei reali. În vederea extinderii domeniului în care se pot identifica parametrii mașinii asincrone, atunci când sunt cunoscute un număr limitat de date experimentale, dar repartizate uniform pe un domeniu, s-au interpolat datele obținute experimental. Pe baza acestor caracteristici, modelate analitic, s-au identificat parametrii, și s-a extins, astfel, domeniul de identificare.

Problema evaluării eficienței generatorului asincron, într-un spectru larg al variației sarcinii, constituie o prioritate importantă în sistemele de conversie a energiei eoliene cu domeniu larg de variație al vitezei vântului. Spre deosebire de diagrama clasică a cercului – care nu poate lua în considerare decât un număr restrâns de mărimi (curenți, factor de putere, defazaj și, eventual, restrângerea unor ipoteze inițiale impuse diagramei simple a cercului, astfel încât să se obțină o precizie cât mai ridicată) - metoda originală propusă, dezvoltată în cadrul **Capitolului 3**, prezintă o nouă perspectivă în această direcție. Astfel, s-a construit o funcție discriminantă (pe baza proiectării, simulării și învățării unei rețele neuronale cu funcție de activare radială) definită pe mai multe niveluri de complexitate. Evaluarea propriuzisă se face prin monitorizarea distanței generalizate dintre funcția discriminantă (construită pentru mașinile cu cele mai ridicate performanțe) și punctele de date experimentale ale mașinii evaluate. Odată cu creșterea gradului de complexitate al procesului de conversie energetic al mașinii, metoda capătă o descriere cât mai fidelă realității practice. Pentru cazul cel mai simplu, funcția discriminantă se identifică cu diagrama clasică a cercului, iar la nivelurile superioare funcția discriminantă este reprezentată în planul multidimensional. La nivelurile superioare se ating cele mai ridicate precizii ale aprecierii comportamentului mașinii. Metoda este construită pe premisa monitorizării distanței generalizate dintre funcția discriminantă și punctele de date experimentale ale mașinii evaluate – ca indicator de apreciere calitativă a deprecierei în timp a structurii energetice globale a mașinii. Avantajele metodei sunt date de natura informației apriorice utilizate care este reprezentată doar de mărimi electrice (curenți și puteri), mărimi ce se pot preleva experimental mult mai ușor în comparație cu cele de natură mecanică, necesare construcției diagramei clasice a cercului. În plus, comparativ cu diagrama cercului, sunt eliminate cele două încercări specifice care, în mod normal, conduc la oprirea procesului (turbinei în cazul de față) în care este integrată mașina asincronă: mersul în gol și cel cu rotorul calat. De data aceasta se utilizează, doar, câteva puncte de date experimentale relevate pentru diverse sarcini. Utilizarea tehnicilor bazate pe logica nuanțată, precum cele Fuzzy, permit auditul mașinii pe un întreg domeniu, atunci când sunt utilizate un număr restrâns de date experimentale prelevate.

Generatoarele sincrone speciale (excitate cu magneți permanenți, respectiv, cele cu reluctanță variabilă) încep să se impună, tot mai mult, datorită posibilităților de cuplare directă la turbină (eliminarea reductorului de viteză) și a integrării acestora în rețelele izolate fără utilizarea unor dispozitive suplimentare necesare asigurării puterii de magnetizare a fierului. Dintr-o arie largă de subiecte de interes – care au în vedere dezvoltarea turbinelor echipate cu generatoare sincrone speciale, proiectarea constructivă este situată în topul acestora, determinând, astfel, noi provocări. În **Capitolul 4** s-a utilizat proiectarea pe baza algoritmului Poynting, prin reducerea generatorului la schema echivalentă de circuit electric. În cadrul acesteia, s-a abordat optimizarea globală a mașinii din perspectiva tehnico-economică. Pe

baza estimării, în principal, a fluxurilor termice s-a găsit o relație originală care permite determinarea ariei creștăturii drepte.

Pe de altă parte s-a găsit, de asemenea, o relație analitică originală care permite exprimarea numărului de creștături pe pol și fază în mod exclusiv din solicitările electromagnetice și termice determinate de structura și specificul mașinii (plecându-se, de obicei, de la datele impuse prin tema de proiectare și diverse estimări ale solicitărilor electromagnetice care se vor ajusta până se determină soluția optimă).

S-a găsit că numărul de spire statoric, printr-o reprezentare de factorul geometric, poate fi descris atât de date fixe (numărul de faze și cel de perechi de poli, impuse prin tema de proiectare), dar și de unele variabile (optimizate în urma unui proces de căutare) care sunt descrise, în principal, de solicitările electromagnetice. O caracteristică aparte – dată de relația originală a numărului de spire dedusă – este aceea că aceasta are o variație liniară cu factorul geometric.

Factorul de arhitectură a rezultat că poate fi descris ca o dependență de raportul fluxurilor termice. Se constată că variația calitativă a factorului de arhitectură este dată de factorul geometric, pe când cea cantitativă este dată de raportul fluxurilor termice. S-a găsit că raportul fluxurilor termice trebuie să se încadreze în intervalul (0.5 1].

Un subiect de larg interes este dat, astăzi, de reducerea impactului asupra mediului. În cadrul **Capitolului 5** s-au cercetat - și propus - noi criterii de evaluare a impactului asupra mediului a generatoarelor electrice din componența turbinelor eoliene. S-au avut în vedere cele mai relevate tipuri de poluări (interacțiuni) care apar între generator și mediu: poluarea termică, magnetică, electrică și electromagnetică. Pentru fiecare din aceste poluări au fost definiți factori specifici poluanți: factorul specific poluant termic, magnetic, electric și energetic. Poluarea termică poate fi analizată pe baza mai multor factori poluanți (în cazul de față, doar, a doi astfel de factori). Acești factori pot fi determinați atât în faza de proiectare a mașinii, cât și printr-o evaluare, în timp real, pe baza monitorizării mărimilor de stare ale câmpului electromagnetic. Rezultate experimentale concludente, pentru cazul evaluării factorilor magnetici, electrici și energetici la două mașini asincrone (cu rotorul bobinat, respectiv, în scurtcircuit), au relevat utilitatea acestor factori, arătând că aceștia sunt o măsură a poluării provocate de radiera în exterior a câmpului produs în mașină. Dincolo de o anumită distanță acești factori devin nesemnificativi datorită atenuării mărimilor de câmp (în special a câmpului magnetic) sub valoarea naturală.

În cadrul dezvoltării sistemelor de conversie a energiei eoliene, o direcție privilegiată este dată de extinderea turbinelor eoliene în cadrul site-urilor izolate. Din punct de vedere funcțional, prezintă interes adaptarea parametrilor de ieșire ai generatorului la cerințele sarcinii (sau o apropiere a acestora la un nivel acceptabil pentru sarcină prin intermediul convertorului care face interfața între generator și sarcină). Soluția tehnică propusă în cadrul **Capitolului 6** a urmărit realizarea unei structuri integrate care să reunească, într-un singur bloc, un generator sincron echipat cu magneți permanenți cu flux axial și un transformator care să constituie statorul. Simulările numerice, la nivelul atât al analizei mărimilor de stare ale câmpului electromagnetic - precum inducția magnetică, intensitatea câmpului magnetic, cât și a forțelor specifice – realizate prin metoda elementelor finite, au evidențiat particularități specifice dezvoltate odată cu această structură.

În concluzie, noua structură propusă în cadrul tezei permite adaptarea generatorului la condițiile reclamate de specificul conversiei energiei eoliene prin: adaptarea la cerințele rotorului turbinei (la nivelul porții de acces mecanic), adaptarea la necesitățile sarcinii (la nivelul porții de acces electric), respectiv, adaptarea la situațiile de defect.

Contribuțiile originale, în opinia autorului, prezentate în capitolele 2-6 pot fi încadrate astfel:

Capitolul 2

- Dezvoltarea unei noi metode de identificare a parametrilor generatoarelor asincrone pe două etape prin utilizarea ecuațiilor de tensiune în regim staționar pe componente;
- Decuplarea ecuațiilor modelului matematic pe componente în vederea divizării problemei laborioase a identificării simultane a tuturor celor cinci parametri ai schemei echivalente, în două submodele, care prezintă avantajul că funcția criteriu reziduul regresiei nu calculează pentru întreg modelul, ci doar pentru modelul primei etape (statorice); metoda astfel definită devine mai robustă față de cele întâlnite în literatură, mai rapidă și permite, în plus, evitarea matricilor rare care conduc la dificultăți în prelucrarea numerică a semnalelor;
- Demonstrarea periodicității soluției metodei de identificare pe componente;
- Regularizarea metodei de identificare prin alegerea ca soluție optimă a minimumului minimorum al rezidului regresiei;
- Implementarea metodei în mediul de simulare Matlab;
- Optimizarea rezidului regresiei prin două tehnici computaționale de căutare: metoda algoritmilor genetici și metoda căutării directe;
- Validarea experimentală pentru o mașină de putere mică;
- Dezvoltarea unei noi metode de identificare a parametrilor generatoarelor asincrone pe două etape, prin utilizarea ecuațiilor de tensiune în regim staționar reprezentate în simbolic;
- Decuplarea ecuațiilor modelului matematic al metodei de identificare reprezentată în simbolic, astfel încât să conducă la creșterea robusteții, micșorarea timpilor de calcul și evitarea matricilor rare;
- Demonstrarea periodicității soluției metodei de identificare reprezentate în simbolic;
- Regularizarea metodei de identificare reprezentate în simbolic;
- Implementarea metodei în mediul de simulare Matlab a metodei reprezentate în simbolic;
- Validarea experimentală a metodei în simbolic;

Capitolul 3

- Definierea unei metode originale, o alternativă la cele existente în literatură cu privire la evaluarea performanțelor mașinii asincrone pe baza construirii funcției discriminante, și în final a monitorizării distanței generalizate dintre mașina de referință și cea examinată. În acest mod se poate face evaluarea stărilor energetice ale mașinilor electrice aflate în exploatare fără să se oprească procesul în care mașina este integrată;
- Definierea funcției discriminante pentru diverse niveluri de complexitate care influențează parametrii procesului de conversie energetic;
- Proiectarea, implementarea și învățarea unei rețele neuronale cu funcție de activare radială care determină gradul de apropiere dintre diagrama aleasă ca referință (funcția discriminantă) și cea actuală pentru care se face evaluarea;

- Demonstrarea – pe baza datelor experimentale – a acurateții metodei propuse prin analiza gradului de apropiere (ca metodă comparativă) față de metoda clasică (diagrama cercului);
- Proiectarea și implementarea unui sistem Fuzzy care să permită auditul mașinii în funcție de distanța generalizată și nivelul de sarcină. S-a evidențiat avantajul acestei abordări, că funcția discriminantă se construiește pentru patru niveluri de sarcină, pe când auditul (examenul) se realizează pentru întreg domeniul.

Capitolul 4

- Determinarea analitică a unei relații originale care să exprime aria creștăturii statorice în funcție de solicitările termice (fluxuri termice de pierderi) și magnetice (factorul de creștere), facilitând reprezentarea pe abscisă a factorului geometric, putând astfel recurge la optimizarea ariei creștăturii în raport cu criteriile economice globale;
- Determinarea analitică a unei relații originale care să reprezinte numărul de creștături pe pol și fază în funcție de solicitările electromagnetice, pe axa factorului geometric, creând, astfel, premisele dezvoltării unor criterii de optimizare multicriterială a mașinii atât în raport cu costurile și consumurile totale ale mașinii, cât și în raport cu numărul creștături pe pol și fază;
- Determinarea analitică a unei relații originale care să reprezinte numărul de spire funcție de solicitările electromagnetice;
- Determinarea solenației statorice pe baza unei relații analitice originale, ca funcție de solicitările electromagnetice;
- Determinarea dependenței analitice a factorului de arhitectură de raportul subunitar al fluxurilor termice (mai completă ar fi dependența factorului de acoperire frontală de acest raport; factorul de arhitectură depinzând de factorul de acoperire frontală) ale zonei active și cel al zonei frontale a înfășurării statorice;
- Determinarea limitelor maxime de încadrare a raportului fluxurilor termice pe baza deducerii acestora din condiția de existență a factorului de acoperire frontală de care depinde, la rândul său, factorul de arhitectură;
- Determinarea dependenței calitative și cantitative a factorului de arhitectură;
- Definirea pe baza relațiilor deduse a unor noi criterii de optimizare, respectiv, modalități de păstrare sub control (monitorizare) a unor variabile importante în proiectare (aria creștăturii, numărul de creștături pe pol și fază, numărul total de creștături, numărul de spire statoric, solenația statorică, factorul de arhitectură) la diverse geometrii determinate de factorul geometric, astfel încât mașina să poată fi caracterizată mai mult sub aspectul proiectării optime.

Capitolul 5

- Evidențierea factorului termic poluant la generatoarele asincrone;
- Definirea unui nou factor de evaluare a impactului poluant termic al generatoarelor din componența turbinelor eoliene, factorul termic poluant raportat, care exprimă raportul dintre factorul termic al mașinii evaluate și cel al mașinii cu cele mai ridicate performanțe;
- Evidențierea factorului magnetic poluant la generatoarele asincrone;
- Definirea unui nou factor de evaluare a impactului electric, ca raport între câmpul electric principal din mașină indus prin mișcare și câmpul electric exterior;

- Definierea unui nou factor poluant care să caracterizeze interacțiunea electromagnetică asupra mediului, denumit factor energetic, determinat ca raport dintre produsul câmpului electric și inducția magnetică - din exteriorul mașinii - și produsul dintre câmpul electric principal și inducția din întrefier;
- Optimizarea numărului de variabile utilizate în evaluarea poluării electrice și energetice, prin evidențierea legăturii (determinată pe baza legii inducției electromagnetice) care există între câmpul electric și inducția magnetică; astfel, dacă se cunoaște una dintre mărimi, fie câmpul electric, fie inducția magnetică, automat se cunoaște și cealaltă;
- Validarea experimentală a factorilor electrici, magnetici și energetici, pentru cazul a două mașini asincrone: cu rotor bobinat, respectiv, cu rotor în scurtcircuit;
- Evidențierea, pe cale experimentală, a poluării asupra mediului provocate de mașina asincronă atunci când aceasta se află în repaus (datorită câmpurilor remanente existente, inerent, în structura mașinii);
- Demonstrarea, pe baza datelor experimentale prelevate, a faptului că există, pentru fiecare mașină în parte, a unei distanțe, dincolo de care valorile factorilor poluanți (magnetic, electric și energetic) devin neglijabile.

Capitolul 6

- Analiza și propunerea a zece topologii de generator integrat cu transformator încorporat, dintre care s-a selectat cea cu cele mai ridicate potențiale/performance;
- Analiza comparativă, la nivelul distribuțiilor de câmp și forțe specifice, între structura de generator cu flux axial de referință și topologia propusă; fapt care a evidențiat potențialele funcționale ridicate dezvoltate odată cu noua structură;
- S-a arătat că structura propusă permite, teoretic, creșterea potențialității în cuplu, datorită faptului că, prin proiectarea adecvată a transformatorului, s-a obținut un curent mare în primar care determină, la rândul său, un cuplu mare, extrem de benefic pentru turbinele eoliene care permit creerea unei structuri care poartă funcționa la cupluri mari și viteze mici, eliminând, astfel, reductorul mecanic;
- S-a evidențiat creșterea densităților de curent, în comparație cu mașinile clasice, datorită plasării înfășurării statorului (ale transformatoarelor) parțial pe miezul feromagnetic, parțial în aer;
- S-a arătat robustețea structurii generatorului la situații de avarie.

Direcții viitoare de cercetare

Pe baza cercetărilor efectuate, respectiv, în continuarea lor, se pot desprinde următoarele direcții de cercetare:

- Dezvoltarea metodei de identificare, în două etape, pe baza bilanșurilor de putere activă și reactivă la mașina asincronă;
- Dezvoltarea metodei de evaluare a mașinii asincrone la diferite niveluri de complexitate, respectiv, dezvoltarea metodei și pentru celelalte tipuri de mașini clasice;

- Optimizarea termică a generatoarelor sincrone pe baza determinării minimului funcției pierderilor energetice asociate schemei echivalente termice de circuit prin metoda multiplicatorilor Lagrange;
- Extinderea criteriilor de evaluare a impactului asupra mediului la alte tipuri de generatoare;
- Realizarea, în cadrul generatorului încorporat propus, a statorului cu ploturi pe transformatoare, astfel încât să permită obținerea a diverse niveluri de tensiune pentru consumatori;
- Realizarea generatorului încorporat în varianta cu mașina cu reluctanță variabilă;
- Cercetarea posibilităților de modelare matematică avansată a procesului de conversie energetic al mașinilor electrice pe baza structurii algebrice consacrate de grup, respectiv, algebră Lie.

Diseminarea rezultatelor

Au fost publicate și acceptate un număr de 16 lucrări, dintre care: 9 articole în reviste BDI (B+), 1 articol acceptat în revistă BDI (B+), 1 articol publicat în revistă de tipul B, 4 articole la conferințe internaționale (dintre care una IEEE), și 1 lucrări în reviste naționale. Trei lucrări prezentate în cadrul conferințelor sunt în proces de recenzie la revista “Journal of Environmental Protection and Ecology”. În continuare, mai există o serie importantă de materiale, din teză, care sunt publicabile. Lista completă a lucrărilor este:

1. **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, JoulePower Losses Optimization of Permanent Magnet Synchronous Generator by an Optimal Selection of total Slots Number, ISSN 1843-6188 Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty – Year 12 No. 1 (18), 2012. (BDI)
2. **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, “Optimal Selection of Stator Turns Number at Permanent Magnet Synchronous Generator”, “ANNALS OF CONSTANTA MARITIME UNIVERSITY”, year XII, Section III, Electronics, Electrical Engineering and Computer Science vol. 17, pp. 171-176, 2012. (BDI)
3. **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, “Optimal Selection of Slot Area of Permanent Magnet Synchronous Generator”, “ANNALS OF CONSTANTA MARITIME UNIVERSITY”, year XIII, Section III, Electronics, Electrical Engineering and Computer Science vol. 17, pp. 177-184, 2012. (BDI)
4. **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, “Optimal Selection of Slots Number per Pole And Phase at Rotational Electrical Generators”, Buletinul AGIR nr. 3/2012 iunie-august, pp. 307 – 3014, ISSN 2247-3548, 2012. (BDI)
5. **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, ”The Influence of Ducts Ventilation on the Distribution of Air Gap Magnetic Flux Density at Electric Machines”, “ANNALS OF CONSTANTA MARITIME UNIVERSITY” year XII, vol. 16, pp. 201-204, Section III, Electronics, Electrical Engineering and Computer Science, 2011. (BDI)
6. **M. Costin**, E. Voncila, I. Voncila, C. Nichita, G. Fetecau, “Development of Wind Turbine Systems with Parallel Connections of Different Type Generators”, The Annals of “Dunarea De Jos” University of Galati, Fascicle III, Vol.34, No.1, 2011, ISSN 1221-454x, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, 2011. (BDI)
7. E. Voncila, **M. Costin**, I. Voncila, C. Nichita, G. Fetecau, “An Analysis of Dynamics Regimes of Parallel Generators Operation in Wind Turbine Systems”, The Annals of “Dunarea De Jos” University of Galati, Fascicle III, Vol.34, No.2, 2011, ISSN 1221-454x, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, 2011. (BDI)

8. M. Gaiceanu, **M. Costin**, "Dc Link Current Estimation in Wind-Double Feed Induction Generator Power Conditioning System", Revista Analele Universității "Dunărea de Jos" din Galati, Fascicula III, ELECTROTEHNICĂ ELECTRONICĂ AUTOMATICĂ INFORMATICĂ , Volumul 33, Numărul 2, ISSN 1221-454X, 20-26, Publicat 2010. (BDI)
9. **M. Costin**, I. Voncilă, "Stability Analysis of the Synchronous Generators", ISEEE Journal, pp. 67-70, ISSN: 1844-8054, 2010.(rev. nati)
10. **M. Costin**, G. Fetecău, I. Bivol, "A New Two-Stage Method for Parameters Identification of Induction Machine Models", Revista Analele Universitatii din Craiova, Seria Inginerie Electrica, Volumul 34, ISSN 1842-4805, pp. 107-110, 2010. (rev. nati)
11. **M. Costin**, Ion Voncila, Grigore Fetecau, "The Features of Generators Parallel Connections Used in Conversion Systems of Wind Energy into Electrical Energy", The 3rd International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, p. 171-176, 16-18 septembrie, 2010, Galati, Romania. (con. inter)
12. **M. Costin**, I. Voncila, G. Fetecau, "The Analytical Determination of Main Geometrical Dimensions of Double Air Gap Induction Machines", 8th International Conference on Electromechanical and Power Systems -SIELMEN-2011, Location: October 11 -13, 2011, Craiova, Iași - Romania; October 13-15, 2011 Chișinău – Republic of Moldova. Publicată în conferință, acceptată la revista Analele Universității din Craiova (BDI).
13. I. Voncilă, **M. Costin**, „Integrated system of production and adjustment of AC electric energy parameters for low power isolated sites that use wind energy as primary energy”, Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series, No. 35, 2011, pp. 134-139, ISSN 1842-4805. (BDI)
14. **M. Costin**, M. Gaiceanu -Improving the environmental impact of wind turbines, International Conference "ENVIRONMENTAL CAPACITY BUILDING", Location: Bucharest, Romania, Date: NOV 11-13, 2011. Publicată la conferință, în recenzie la revista "Journal of Environmental Protection and Ecology". (con. inter)
15. G. Fetecau, **M. Costin**, I. Dobrota - Wind turbine system with low environmental impact, International Conference "ENVIRONMENTAL CAPACITY BUILDING", Location: Bucharest, Romania, Date: NOV 11-13, 2011. Publicată la conferință, în recenzie la revista "Journal of Environmental Protection and Ecology". (con. inter)
16. I. Voncila, **M. Costin**, Definition of specific pollutants factors environmental impact for electric machines used in wind farms, International Conference "ENVIRONMENTAL CAPACITY BUILDING", Location: Bucharest, Romania, Date: NOV 11-13, 2011. Publicată la conferință, în recenzie la revista "Journal of Environmental Protection and Ecology". (con. inter)

BIBLIOGRAFIE

- [ACKE 05] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, John Wiley & Sons, Ltd, USA, 2005.
- [ALBE 11] L. Alberti, N. Bianchi, S. Bolognani, Variable-speed induction machine performance computed using finite-element, *IEEE Trans. Ind. Appl.* 47 , 2011, 789–797.
- [AMAR 01] Y. AMARA Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation. Application au véhicule hybride. France, 2001.
- [AIYE 64] M. Aizerman, E. Braverman, L. Ronzonoe “Theoretical foundations of the potential function method in pattern recognition learning,” *Automatikai Telemekhanika*, vol. 25 pp. 147-169,1964.
- [ALI 09] Ali Al-Sharadqah, Nikolai Chernov, “Error analysis for circle fitting algorithms”, *Electronic Journal of Statistics* Vol. 3, 886–911, Department of Mathematics, University of Alabama at Birmingham, 2009.
- [ARNO 8] E. Arnold, *Die Wechselstromtechnik*, Springer, Berlin, 1908.
- [BAI 09] H. Bai, P. Zhang, V. Ajjarapu, A novel parameter identification approach via hybrid learning for aggregate load modeling, *IEEE Trans. Power Syst.* 24, 2009,1145–1154.
- [BALA 67] C. Bala, *Proiectarea Maşinilor Electrice*, Editura Didactică si Pedagogică, Bucuresti, 1967.
- [BET 09] M. Belatel, H.Benalla, A Multiobjective Design Optimization of Induction Machine using CAD and ANNs, *ICGST-AIML Journal*, ISSN: 1687-4846, Volume 8, Issue II, September 2008.
- [BLAA 06] F. Blaabjerg and Zhe Chen, *Power Electronics for Modern Wind Turbines*, Morgan & Claypool, USA, 2006.
- [BIVO 01] I. Bivol, *Drive Systems Modernization*, Editura Academica, Galati, 2001.
- [BIAN 06] F. D. Bianchi, Hernán De Battista and Ricardo J. Mantz, *Wind Turbine Control Systems - Principles, Modelling and Gain Scheduling Design*, Springer, Germany, 2006.
- [BOSE 06] B. K. Bose, *Power Electronics and Motor Drives - Advances and Trends*, Academic Press is an imprint of Elsevier, USA, 2006.
- [BOSE 05] B. K. Bose, “Neural Network Applications in Power Electronics and Motor Drives -An Introduction and Perspective,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 54 , Issue: 1, 2007 , Page(s): 14 – 33.
- [BOLD 91] I. Boldea, *Parameters of Electrical Machine*, Editura Academiei Romane, Timisoara, 1991.
- [BOLD 01] I. Boldea, *The Induction Machine Handbook*, CRC Press, Internationala, 2001.
- [BOLD 05] I. Boldea, *Variabilen Speed Generators*, CRC Press, Internationala, 2005.
- [BOLD 06] I. Boldea, *Synchronous Generators*, CRC Press, Internationala, 2006.
- [BOLD 07] I. Boldea, T. J. E. Miller, N. Muntean, *Complete Parameter Identification of Large Induction Machines From No-Load Acceleration–Deceleration Tests*,

- IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 54, Issue 4, pp. 1962-1972, 2007.
- [BOLD 09] I. Boldea, The induction Machines Design Handbook, second edition, CRC Press, 2009.
- [BROO 88] D. S. Broomhead, D. Lowe “Multivariable Functional Interpolation and Adaptive Networks,” Complex Systems, vol. 2, p321-355, 1988.
- [BURT 01] T. Burton, D. Sharpe, N. Jenkins, E. Bossanyi, Wind Energy Handbook, John Wiley & Sons, USA, 2001.
- [CEAN 69] E. Ceanga, I. Bivol, “Pattern Recognizing Control System in the Rolling Mill Technology”, The 5th Yugoslav International Symposium of Information Processing, Bled, 1969.
- [CHIA 05] J. Chiasson, Modeling And High-Performance Control Of Electric Machines, A John Wiley & Sons, Inc., SUA, 2005.
- [CHEN 91] S. Chen, C. F. N. Cowan, P. M. Grant “Orthogonal Least Squares Learning Algorithm for Radial Basis Function Networks,” IEEE Trans. Neural Networks, Vol 2, No 2, March 1991.
- [CIOC 94] I. Cioc, C. Nica, Proiectarea Maşinilor Electrice, Editura didactica si pedagogica, Bucureşti, 1994.
- [COST 12] **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, Joule Power Losses Optimization of Permanent Magnet Synchronous Generator by an optimal selection of total Slots number, ISSN 1843-6188 Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty – Year 12 No. 1 (18), 2012.
- [COST 12a] **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău., Optimal Selection of Stator Turns Number at Permanent Magnet Synchronous Generator, “ANNALS OF CONSTANTIA MARITIME UNIVERSITY”, year XII, Section III, Electronics, Electrical Engineering and Computer Science vol. 17, pp. 171-176, 2012.
- [COST 12b] **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, Optimal Selection of Right Slot Area at Permanent Magnet Synchronous Generator, , “ANNALS OF CONSTANTIA MARITIME UNIVERSITY“ANNALS OF CONSTANTIA MARITIME UNIVERSITY”, year XIII, Section III, Electronics, Electrical Engineering and Computer Science vol. 17, pp. 177-184, 2012.
- [COST 12c] **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, “Optimal Selection of Slots Number per Pole And Phase at Rotational Electrical Generators”, Buletinul AGIR nr. 3/2012 iunie-august, pp. 307 – 3014, ISSN 2247-3548, 2012.
- [COST 12d] **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, ”The Influence of Ducts Ventilation on the Distribution of Air Gap Magnetic Flux Density at Electric Machines”, “ANNALS OF CONSTANTIA MARITIME UNIVERSITY” year XII, vol. 16, pp. 201-204, Section III, Electronics, Electrical Engineering and Computer Science, 2011.
- [COST 11] **M. Costin**, I. Voncilă, G. Fetecău, Development of Wind Turbine Systems with Parallel Connections of Different Type Generators, The Annals of “Dunărea De Jos” University of Galati, Fascicle III, Vol.34, No.1, 2011, ISSN 1221-454x, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, 2011.
- [COST 11a] **M. Costin**, M. Gaiceanu -Improving the environmental impact of wind turbines, International Conference “ENVIRONMENTAL CAPACITY BUILDING”, Location: Bucharest, Romania, Date: NOV 11-13, 2011. Publicată la conferință, în recenzie la revista “Journal of Environmental Protection and Ecology”.

- [COST 10] **M. Costin**, I. Voncilă, “Stability Analysis of the Synchronous Generators”, ISEEE Journal, pp. 67-70, ISSN: 1844-8054, Publicat 2010.
- [COST 10a] **M. Costin**, G. Fetecău, I. Bivol, “A New Two-Stage Method for Parameters Identification of Induction Machine Models”, Revista Analele Universitatii din Craiova, Seria Inginerie Electrica, Volumul 34, ISSN 1842-4805, pp. 107-110, Publicat 2010.
- [COST 10b] **M. Costin**, I. Voncila, G. Fetecău, "The Features of Generators Parallel Connections Used in Conversion Systems of Wind Energy into Electrical Energy", The 3rd International Symposium on Electrical and Electronics Engineering, p. 171-176, 16-18 septembrie, 2010, Galati, Romania.
- [COST 10c] **M. Costin**, I. Voncila, G. Fetecău, „The Analytical Determination of Main Geometrical Dimensions of Double Air Gap Induction Machines”, 8th International Conference on Electromechanical and Power Systems - SIELMEN-2011, Location: October 11 -13, 2011, Craiova, Iași - Romania; October 13-15, 2011 Chișinău – Republic of Moldova. Publicată în conferință, acceptată la revista Analele Universității din Craiova.
- [DELE 92] Deleroi, W., „Linear induction motor in generator use for windmills”. Proc Symp. Speedam’92, Positano, Italy, 1992 p. 71-76.
- [DJUR 09] S. Djurovic, S. Williamson, A. Renfrew, Dynamic model for doubly-fed induction generators with unbalanced excitation, both with and without winding faults, IET Electr. Power Appl. 3, 2009, 171–177.
- [DORD 03] T. Dordea, Mașini Electrice, Teorie , constructie, proiectare, Editura Asub, București, 2003.
- [FAIZ 04] J. Faiz, H. Ebrahimpour and P. Pillay, “Influence of Unbalanced Voltage on the Study State Performance of a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor,” IEEE Trans, Energy Conversion, Vol.19, No.4 pp. 657-662, 2004.
- [FETE 11] G. Fetecau, **M. Costin**, I. Dobrota, „Wind turbine system with low environmental impact”, International Conference “ENVIRONMENTAL CAPACITY BUILDING”, Location: Bucharest, Romania, Date: NOV 11-13, 2011. Publicată la conferință, în recenzie la revista “Journal of Environmental Protection and Ecology”.
- [FITZ 02] A. E. Fitzgerald, Charles Kingsley, Stephan Umans, McGraw-Hill, 2002.
- [GAND 01] W. Gander, G. H. Golub, R. Strebler, “Least-Squares Fitting of Circles and Ellipses”, 2001.
- [GAIC 11] M. Gaiceanu., **M. Costin**, "Dc Link Current Estimation in Wind-Double Feed Induction Generator Power Conditioning System”, Revista Analele Universității “Dunărea de Jos” din Galati, Fascicula III, ELECTROTEHNICĂ ELECTRONICĂ AUTOMATICĂ INFORMATICĂ , Volumul 33, Numărul 2, ISSN 1221-454X, 20-26, Publicat 2010.
- [GARN 08] H. Garnier, L. Wang, Identification of Continuous-time Models from Sampled Data, Springer, 2008.
- [GASS 09] N. Gassara, M. Chaabene, and M. Kamoun, Smart model for the identification of the induction motor parameters, in 2009 6th International Multi-Conference on Systems, Signals, and Devices, 2009.
- [GHEO 74] I. S. Gheorghiu, A. Fransua, Tratat de Mașini Electrice, vol.4, Editura Academiei, Bucuresti, 1974.
- [GHAT 09] V.N. Ghate, S.V. Dudul, “Artificial Neural Network Based Fault Classifier for Three Phase Induction Motor,” International Journal of Computational Intelligence Research / Jan, 2009.
- [GIER 08] J. F. Gieras, Advancements in Electric Machines, Springer, Germany, 2008.

- [GIER 04] J. F. Gieras, Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines, Kluwer Academic Publishers Dordrecht /Boston /London, 2004.
- [GIER 02] J. F. Gieras, Mitchell Wing, Permanent Magnet Motor Tehnology, Design and Aplication, Second Edition Revised and Expanded, 2002.
- [GIRO 93] F. Girosi, M. Jones, T. Poggio “Priors, Stabilizers and Basis Functions: from regularization to radial, tensor and additive splines”, A.I. Memo, No. 1430, MIT, June 1993.
- [GOLO 08] A. B. Golanzo, Predictive Direct Control Tehniques of the Double Fed Induction Machine for Wind Generation Applications, Goi Eskola Politeknikoa, 2008.
- [HABE 05] T.G. Habetler, R. G. Harley, “A Survey of Efficiency Estimation Methods of In-Service Induction Motors with Considerations of Condition Monitoring Requirements,” Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on pp. 1365 – 1372.
- [HABE 06] T.G. Habetler, R.G., Harley, A Nonintrusive Efficiency Estimation Method for In-Service Motor Testing using a Modified Induction Motor Equivalent Circuit, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, pp. 1-6., 2006.
- [HABE 08] Habetler, T.G. ; Harley, R.G. “A Nonintrusive and In-Service Motor-Efficiency Estimation Method Using Air-Gap Torque With Considerations of Condition Monitoring,” IEEE Transactions on Industry Applications, pp. 1666 – 1674, 2008.
- [HAU 06] E. Hau, Wind Turbines, Fundamentals, Tevhnologies, 2nd Edition, Springer Verlag, 2006, Germany.
- [HAMI 03] A. T. Hamid, E. Levi, M. Raina, A Review of RFO Induction Motor Parameter Estimation Techniques, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 18, No. 2, June 2003.
- [HALI 98] R. Halir, J. Flusser, “Numericaly Stable Direct Least Squres Fitting of Ellipse,” The Sixth International Conference in Central Europe on Computer Graphics and Visualization, 1998, Volume: 21, Issue: 5, Pages: 59–108.
- [HANN 94] S.W.H. de Haan, T.G. van Engelen, C.F.A. Fruman, A.T. Veltman, S. Childs, D.A. Torey, ”Development of a gearless drive with variable reluctance generator for variable speed wind operation”.EWEC’94 Conf. October 1994, Thessaloniki.
- [HANS 01] L. H. Hansen, L. Helle, F. Blaabjerg, E. Ritchie, S. Munk-Nielsen, H. Bindner, P. Sørensen and B. Bak-Jensen., Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines, Danemarca, 2001.
- [HLAV 93] K. Hlaváková, R. Neruda “Radial Basis Function Networks,” Neural Network World 1, pp. 93-101, 1993.
- [JU 07] P. Ju, F. Wu, Z.-Y. Shao, X.-P. Zhang, H.-J. Fu, P.-F. Zhang, N.-Q. He, J.-D. Han, Composite load models based on field measurements and their applications in dynamic analysis, IET Gener. Transm. Distrib. 1, 2007, 724–730.
- [KARI 07] A. Karimi, M. Choudhry, A. Feliachi, Pso-based evolutionary optimization for parameter identification of an induction motor, in: 39th NAPS, 2007, pp. 659–664.
- [KAYM 02] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg , Control in Power Electronics Selected Problems, Academic Press Series in Engineering, USA, 2002.

- [KWON 06] C. Kwon, S. Sudhoff, Genetic algorithm-based induction machine characterization procedure with application to maximum torque per amp control, *IEEE Trans. Energy Convers.* 21, 2006, 405-415.
- [KNYA 04] V. Knyazkin, C. Canizares, L. Soder, On the parameter estimation and modeling of aggregate power system loads, *IEEE Trans. Power Syst.* 19 , 2004, 1023–1031.
- [KRAU 02] P. C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, Wiley – IEEE Press, USA, 2002.
- [LIN 11] W. Lin, T. Su, R. Wu, Parameter identification of induction machine with a starting no-load low voltage test, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 2011.
- [HSU 98] J. S. Hsu, J. D. Kueck, M. Olszewski, s.a., “Comparison of the Induction Motor Field efficiency Evaluation methods,” *IEEE Transaction of Industry Applications*, Vol. 34, No. 1, January-February 1998.
- [HSU 98] J.S.Hsu, J.D. Kueck, M. Olszewski, D.A. Casada, P.J. Otaduy, L.M. Tulbert Comparasion of flild Efficiency Evaluation Methods, *IEEE Trans. on Industry Applications*, pp. 117-125, 1998.
- [JONE 89] R. D. Jones, Y. C. Lee, C. W. Barnes, G. W. Flake, K. Lee P. S. Lewis, S. Qian, “Function Approximation and Time Series Prediction with Neural Networks,” *IEEE*, Vol 1, 1989.
- [KRAL 04] C. Kral, A. Haumer, and C. Grabner, “Consistent Induction Motor Parameters for the Calculation of Partial Load Efficiencies by Means of an Advanced Simulation Model,” *Engineering Letters*, 18:1, 2004.
- [KRIS 00] R. Krishnan, *Switched Reluctance Motor Drives – Modeling, Simulation, Analaysis, Design, and Applications*, CRC Press, USA, 2000.
- [KRIS 01] R. Krishnan, *Electric Motor Drives – Modeling, Analaysis, and Control*, Prentice Hall, USA, 2001.
- [LAMP 00] P. Lampola., *Directly Driven, Low-Speed Permanent-Magnet Generators for Wind Power Applications*, *Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering No. 1*, 2000.
- [LAUG 09] C. Laughman, S.B. Leeb, L.K. Norford, S.R. Shaw, P.R. Armstrong, A Two-Step Method for Estimating the Parameters of Induction Machine Models, *IEEE (ECCE)*, pp. 262-269, 2009.
- [LEONH 01] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer, Berlin, 2001
- [LU 06a] B. Lu, *Energy Usage Evaluation and Condition Monitoring for Electric Machines Using Wireless Sensor Networks*, Dissertation Thesis of Phd Degree, 2006.
- [LU 06b] B. Lu, W. Qiao, T.G. Habetler, R.G. Harley “Solving Induction Motor Equivalent Circuit using Numerical Methods for an In-Service and Nonintrusive Motor Efficiency,” *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International Estimation Method*, Volume: 2, On Page(s): 1 – 6, Shanghai.
- [MA 08] J. Ma, D. Han, R.-M. He, Z.-Y. Dong, D. Hill, Reducing identified parameters of measurement-based composite load model, *IEEE Trans. Power Syst.* 23, 2008, 76–83.
- [MCCO 93] A.G. McCoy, T. Litman, J.G. Dauglass, *Energy-Efficient Electric Motor Selection Handbook*, Washington State Energy Office, Olympia, Washington, 1993.
- [MAIS 07] L. Maisonoble, Finding the circle that best fits a set of points, class course, October 25th 2007.

- [MARI 10] R. Marino, P. Tomei, C. M. Verrelli, *Induction Motor Control Design*, Springer, Germany, 2010.
- [MART 07] J. F. Martins, V. Fernão Pires, and A. J. Pires, "Unsupervised Neural-Network-Based Algorithm for an On-Line Diagnosis of Three-Phase Induction Motor Stator Fault," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, February 2007.
- [MIHA 02] M. Mihalache, *Masina Asincrona. Analiza si Sinteza Optimala*, Editura Printech, Bucuresti, 2002.
- [MIHA 09] M. Mihalache, *Masina Sincrona. Analiza si Sinteza Optimala*, Editura Matrixrom, Bucuresti, 2009.
- [MIRA 07] B. Mirafzal, G. Skibinski, R. Tallam, D. Schlegel, R. Lukaszewski, "Universal induction motor model with low-to-high frequency-response characteristics," *IEEE Trans. Ind. Appl.* 43, 2007, 1233–1246.
- [MOCA 83] C. Mocanu, *Teoria Campului Electromagnetic*, Editura Didactică si Pedagogică, Bucuresti, 1983.
- [MOHA 03] N. Mohan, T. T. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applicatios, and Design*, John Wiley & Sons, USA, 2003.
- [MOOD 89] J. Moody, C. Darken "Fast Learning in Networks of Locally Tuned Processing Units," *Neural Computation* 1, p281–294, 1989.
- [MUIJ 93] E. Muijadi, P.W. Carlin, R.M. Osgood, "Circle diagram approach for self excited induction generators," *North American Power Symposium* Howard University, 11-12 October, 1993.
- [MUNT 08] I. Munteanu, A. I. Bratcu, N. A. Cutululis , E. Ceanga, *Optimal Control of Wind Energy Systems*, Springer, Germany, 2008.
- [MUYE 09] S. M. Muyeen, J. Tamura, T. Murata, *Stability Augmentation of a Grid-connected Wind Farm*, Springer, Germany, 2009.
- [MURR 94] R. Murray-Smith, "Local Model Networks and Local Area Learning," *Fuzzy-Duisburg '94*, Univ. of Duisburg, Apr. 7-8, 1994.
- [NELS 09] V. Nelson, *Wind Energy Renewable Energy and the Environment* CRC Press Taylor & Francis Group, USA, 2009.
- [NEJJ 00] H. Nejjari, M. E. H. Benbouzid, "Monitoring and Diagnosis of Induction Motors Electrical Faults Using a Current Park's Vector Pattern Learning Approach," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, may/june 2000.
- [PANT 93] C. J. Pantaleón-Prieto, F. Díaz-De-Maria, A. Figueiras-Vidal "On training RBF Networks," *Neuro-Nimes*, 1993.
- [PERO 00] H.W. Perose, Howard "Motor circuit Analysis for Energy, Reliability and Production Cost Improvements," *Western Energy*, September, 2000.
- [PHUM 02] T. Phumiphak, C. Chat-uthai, "Estimation of Induction Motor Parameters Based on Field Test Coupled with Genetic Algorithm," *Power Con Kunming, China*, pp. 1199-1203, 2002.
- [PHYU 09] T. N. Phyu, "Survey of Classification Techniques in Data Mining," *Proceedings of the International Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists 2009*, Vol IIMECS 2009, March 18 - 20, 2009.
- [POGG 90] T. Poggio, F. Girosi "Networks for Approximation and Learning," *Proc. IEEE*, Vol 78, No. 9, Sept. 1990.
- [POST 54] I. Postnikov, *Proiectarea Maşinilor Electrice*, Editura Energetică de Stat, 1954, Bucureşti.

- [PYRH 08] J. Pyrhonen, T. Jokinen, V. Hrabovcova, Design of rotating electrical machines, John Wiley & Sons, Ltd, Great Britain, 2008.
- [QUIN 08] G. Quinonez-Varela, A. Cruden, Modelling and validation of a squirrel cage induction generator wind turbine during connection to the local grid, IET Gener. Transm. Distrib. 2, 2008, 301–309.
- [RADU 84] R. Radulet, M. Opaschi, Proiectarea hidrogenatoarelor si motoarelor sincrone, Editura Tehnică, București, 1984.
- [RASH 07] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press is an imprint of Elsevier, USA, 2007.
- [RASO 12] M. Rasouli, D.T. Westwick, W.D. Rosehart, Reducing induction motor identified parameters using a nonlinear Lasso method, Electric Power Systems Research 88, 2012, 1– 8.
- [JIN 06] M. Jin, H. Renmu, D. Hill, Load modeling by finding support vectors of load data from field measurements, IEEE Trans. Power Syst. 21, 2006, 726–735.
- [RICH 94] K. M. Richardson, C. Pollok and J.O. Flower, "A switched reluctance drive for marine propulsion". 5-th Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives". London, October 1994 p. 1-6.
- [RICH 61] R. Richter, Mașini electrice, vol. 1, 2, 3, 4, Editura Tehnică, Bucuresti, 1958-1961.
- [RÖSC 92] M. Röscheisen, R. Hofmann, V. Tresp, "Neural Control for Rolling Mills: Incorporating Domain Theories to Overcome Data Deficiency," Adv. in Neural Inf. Proc., Vo 4., Morg Kaufman, pp. 659-666, 1992.
- [SANN 92] R. M. Sanner, J-J.E. Slotine, "Gaussian Networks for Direct Adaptive Control" IEEE Trans. on Neural Net., Vol.3, N.6, Nov, 1992.
- [SBAR 92] D. Sbarbaro-Hofer, "Connectionist Feedforward Networks for Control of Nonlinear Systems" Ph.D. Thesis, Dept. Mech. Eng., Glasgow University, 1992.
- [STAN 04] M. F. Stan, Mașini Electrice cu Mai Multe Intrefieruri, Editura Bibliotehca, Targoviste, 2004.
- [STIE 08] M. Stiebler, Wind Energy Systems for Electric Power Generation, Springer, Germany, 2008.
- [SOBO 82] E. A. Sobolenskaia, Spravocinik asinhronie dvigateli serii 4A, Moskva, 1982.
- [SUDH 07] S. Sudhoff, B. Kuhn, K. Corzine, B. Branecky, Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors, IEEE Trans. Energy Convers. 22 (2007) 259–270.
- [VELT 07] A. Veltman, D. W. J. Pulle, W. Rik W. De Doncker, Fundamentals of Electrical Drives, Springer, Germany, 2007.
- [VONC 11] Voncila E., **Costin M.**, Voncila I., Nichita C., Fetecau G., An Analysis of Dynamics Regimes of Parallel Generators Operation in Wind Turbine Systems. The Annals of "Dunarea De Jos" University of Galati, Fascicle III, Vol.34, No.2, 2011, ISSN 1221-454x, Electrotechnics, Electronics, Automatic Control, Informatics, 2011.
- [VONCI 11] I. Voncila, **M. Costin**, „Integrated System of Production and Adjustment of AC Electric Energy Parameters for Low Power Isolated Sites That Use Wind Energy as Primary Energy” – Annals of the University of Craiova, Electrical Engineering series, No. 35, 2011, pp. 134-139, ISSN 1842-4805.
- [VONCI 11a] I. Voncila, **M. Costin**, "Definition of Specific Pollutants Factors Environmental Impact for Electric Machines used in Wind Farms", International Conference "ENVIRONMENTAL CAPACITY BUILDING", Location: Bucharest, Romania, Date: NOV 11-13, 2011. Publicată la

- conferință, în recenzie la revista “Journal of Environmental Protection and Ecology”.
- [VONCI 08] I. Voncilă, N. Badea. Comparative analysis of the environmental interaction for various configurations of power machines – Journal of Electrical Engineering – vol.8, editia 4, 2008, pp. 287- 292, „Politehnica” Publishing House, ISSN 1582-4594
- [VONCI 04] I. Voncila, N. Badea, I. Dobrota, „Magnetic field distribution and force development in synchronous machines with double airgap”, ACTA ELECTROTEHNICA, Technical University of Cluj Napoca, volume 45, number 3, ISSN 1224-2497, pp. 29 – 32, 2004.
- [WAHB 90] G. Wahba, G., “Spline Models for Observational Data,” SIAM, Philadelphia, PA, Mar. 1990.
- [WANG 05] K. Wang, J. Chiasson, M. Bodson and L. Tolbert, A nonlinear least squares approach for identification of the induction motor parameters, IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 50, pp. 1622–1628, Oct. 2005.
- [WANG 05] L. Wang, J. Jatskevich, C. Wang, P. Li, A voltage-behind-reactance induction machine model for the emtp-type solution, IEEE Trans. Power Syst. 23, 2008, 1226–1238.
- [ZANC 11] P. Zanchetta, C. Gerada, K. Bradley, L. Junyi, “Performance evaluation of induction motor efficiency and in-service losses measurement using standard test methods,” Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International pp. 913 – 917.
- [PARA 93] Parameter Estimation, Condition Monitoring, a Diagnosis of Electrical Machines, (Monographs in Electrical and Electronic Engineering) Clarendon Press, 1993.
- [IEEE 04] IEEE, IEEE Std. 112-2004: IEEE Standard Test Procedure for Polyphase induction Motors and Generators.
- [ACKE 05] U. S. Department of Energy, Improve Motor System Efficiency for a Broader Range of Motors with Motor Master and International.
- [MATL 04] MATLAB 7.0. Simulation software, MathWorks-licence, 2004.
- [W22 12] W22 Three-Phase Electric Motor, Cod: 50025712 | Rev: 13 | Date (m/y): 01/2012
- [MMD 05] Motor Master Database.
- [IMEB 00] Catalog IMEB
- [NEMA 07] Catalog NEMA
- [UWTR] Uniconventional wind Turbine
http://en.wikipedia.org/wiki/Unconventional_wind_turbines