

**UNIVERSITATEA TEHNICĂ
„GHEORGHE ASACHI” DIN IAȘI**



REZUMATUL TEZEI DE DOCTORAT

**CERCETĂRI ASUPRA ÎMBUNĂTĂȚIRII PERFORMANȚELOR
MAȘINILOR CU MAGNEȚI PERMANENȚI ȘI TOPOLOGII
SPECIALE**

Doctorand: Ion Nastas

Conducător de doctorat: Prof. univ. dr. ing. Alecsandru Simion

IAȘI, 2026

Cuprins

Introducere	4
I. Materiale feromagnetice utilizate în construcția mașinilor electrice cu topologii speciale 4	
I.1. Considerații generale asupra materialelor feromagnetice	4
I.2. Caracteristici magnetice ale materialelor feromagnetice	5
I.3. Caracteristici electrice ale materialelor feromagnetice	5
I.4. Tipuri de pierderi în miezurile feromagnetice	6
I.5. Modele matematice de estimare a pierderilor în miezurile feromagnetice	6
II. Materiale magnetice utilizate în construcția mașinilor electrice cu topologii speciale	6
II.1. Considerații generale asupra magneților permanenți	6
II.2. Magneți permanenți. Tipuri, tehnici și direcții de magnetizare	7
II.2.1. Tipuri de magneți permanenți utilizați în mașinile electrice	7
II.2.2. Tehnici și direcții de magnetizare ale magneților permanenți	8
II.3. Dispunerea magneților permanenți în mașinile electrice rotative	8
III. Structuri posibile de mașini sincrone fracționare	9
III.1. Considerații generale asupra mașinilor sincrone cu q fracționar subunitar	9
III.2. Criterii de selecție a numerelor Z impare și $2p$	9
III.2.1. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 3$	10
III.2.2. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 9$	10
III.2.3. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 15$	10
III.2.4. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 21$	11
III.2.5. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 27$	11
III.3. Criterii de selecție a numerelor Z pare și $2p$	11
III.3.1. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 12$	12
III.3.2. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 18$	12
III.3.3. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 24$	12
III.4. Concluzii asupra criteriilor de selecție a numerelor Z și $2p$	13
IV. Analiza constructivă și comparativă a structurilor modulare cu q fracționar și magneți permanenți	13
IV.1. Analiza în regim de motor pentru structuri modulare în configurație 12/10	13
IV.1.1. Prezentarea structurii constructive și a materialelor utilizate	13
IV.1.2. Distribuția inducției magnetice în miez și întrefier	15
IV.1.3. Evaluarea pierderilor în miezul feromagnetic	17
IV.2. Analiza în regim de generator pentru structuri modulare în configurație 18/20	17
IV.2.1. Caracterizarea topologiei constructive și a materialelor utilizate	18
IV.2.2. Analiza caracteristicilor electromagnetice în regim de generator	19
IV.2.3. Concluzii asupra comportamentului electromagnetic în regim de generator	23
IV.3. Analiza în regim de motor pentru o structură modulară în configurație 18/20	23
IV.3.1. Schema electrică și caracteristicile de pomire	23
IV.3.2. Analiza cuplului electromagnetic, a distribuției inducției și a conținutului armonic	24
IV.3.3. Calculul pierderilor și bilanțul puterilor	27
IV.4. Concluzii asupra comportamentului electromagnetic și energetic al structurilor analizate	27
V. Mașina sincronă cu excitație hibridă 9/8. Analiza numerică și validarea experimentală	28
V.1. Structura constructivă și parametrii principali ai MSEH 9/8	28
V.2. Analiza numerică a funcționării în regim de generator	29
V.2.1. Tensiunea indusă în regim de generator. Analiză spectrală	29
V.2.2. Distribuția câmpului magnetic și caracteristicile cuplului electromagnetic în regim de generator	31
V.3. Validarea experimentală a funcționării mașinii în regim de generator	34
V.3.1. Modelul experimental și standul de testare	35
V.3.2. Tensiunea indusă în regim de generator. Analiza experimentală și evaluarea spectrală	36
V.4. Trasarea caracteristicilor generatorului cu excitație hibridă	41
V.5. Corelarea rezultatelor numerice și experimentale. Validarea modelului electromagnetic	43

VI. Concluzii generale și direcții de cercetare viitoare	44
VI.1. Sinteza obiectivelor și a metodologiei aplicate.....	44
VI.2. Concluzii privind comportamentul electromagnetic al MSEH	45
VI.3. Concluzii privind tensiunile induse și calitatea formelor de undă	45
VI.4. Concluzii privind cuplul electromagnetic și cuplul de lipire	45
VI.5. Validarea modelului electromagnetic prin corelarea rezultatelor numerice și experimentale	46
VI.6. Contribuții originale ale tezei	46
VI.7. Limitări ale studiului și ale modelării utilizate	47
VI.8. Direcții de cercetare viitoare.....	47
VI.9. Concluzie generală	48
Bibliografie.....	49

Introducere

Prima parte a lucrării este dedicată fundamentării comportamentului magnetic al materialelor utilizate în construcția miezurilor feromagnetice.

În etapa următoare, abordarea este extinsă către integrarea materialelor magnetice în configurația constructivă a mașinilor electrice cu topologii speciale.

Ulterior, lucrarea se concentrează asupra fundamentării teoretice a structurilor fracționare, cu q subunitar, și asupra relației dintre numărul de creștături statorice și numărul de poli rotorici. Sunt dezvoltate criterii de selecție a perechilor Z și $2p$, analizându-se condițiile de simetrie fazorială, nivelul structurilor adiacente și influența distribuției fracționare asupra armonicilor tensiunilor induse.

Demersul este aprofundat prin investigarea unei structuri concrete, de tip $9/8$, realizată sub forma unei mașini sincrone cu excitație hibridă. Rezultatele obținute sunt analizate atât în regim de mers în gol, cât și în regim de sarcină, fiind evaluate tensiunile induse, distribuția câmpului magnetic, reacția indusului și comportamentul cuplului. Analiza spectrală oferă o evaluare cantitativă a armonicilor dominante și a variației acestora în funcție de regimul de funcționare. Validarea experimentală permite confruntarea rezultatelor numerice cu măsurători reale, fiind discutate diferențele observate și cauzele acestora, în contextul limitărilor modelării și al toleranțelor constructive.

În partea finală, rezultatele obținute sunt sintetizate într-o perspectivă integratoare, evidențiindu-se modul în care combinația dintre modularitatea statorică, distribuția fracționară a înfășurărilor și utilizarea tolelor cu cristale orientate influențează performanțele globale ale mașinii.

Prin această structurare graduală, lucrarea urmărește realizarea unei corelații riguroase între material, geometrie și comportament electromagnetic, asigurând coerența internă a demersului și fundamentarea unei metodologii de proiectare adaptate structurilor statorice modulare cu performanțe ridicate.

I. Materiale feromagnetice utilizate în construcția mașinilor electrice cu topologii speciale

Mașinile sincrone cu magneți permanenți (MSMP) au cunoscut o dezvoltare accelerată în ultimele decenii, fiind utilizate pe scară largă în aplicații industriale caracterizate prin cerințe ridicate de densitate de putere și eficiență energetică. Comparativ cu mașinile asincrone sau cu mașinile sincrone cu excitație separată, MSMP se disting prin absența curentului de excitație rotorică și, implicit, prin eliminarea pierderilor Joule asociate înfășurării rotorice, ceea ce conduce la obținerea unor randamente superioare pe un domeniu larg de viteze de funcționare [1], [2].

I.1. Considerații generale asupra materialelor feromagnetice

Miezurile feromagnetice joacă un rol determinant în definirea performanțelor electromagnetice și energetice ale unei mașini electrice [3], [4], [5]. Acestea sunt realizate sub forme și configurații constructive variate, adaptate tipului de mașină electrică și cerințelor impuse de aplicația finală.

Proprietățile magnetice relevante ale materialelor magnetice moi sunt strâns dependente de structura lor internă, fie aceasta cristalină sau amorfă, precum și de modul de orientare a grăunților cristalini.

Astfel, TE cu **cristale neorientate (CN)** se caracterizează prin proprietăți magnetice aproximativ uniforme în planul foi, ceea ce conferă un comportament cvasi-izotrop din punct de vedere magnetic. Această caracteristică le face adecvate pentru utilizarea în construcția mașinilor electrice rotative, unde direcția fluxului magnetic variază continuu în timpul funcționării [6].

În contrast, TE cu **cristale orientate (CO)** prezintă proprietăți magnetice puternic dependente de direcția cristalografică, manifestând un comportament anizotrop pronunțat. Optimizarea structurii cristaline pe o direcție preferențială conduce la pierderi magnetice reduse și permeabilitate ridicată pe acea direcție, motiv pentru care aceste materiale sunt utilizate în mod tradițional în construcția transformatoarelor electrice, unde fluxul magnetic este predominant unidirecțional [6].

Această clasificare între CN și CO nu reprezintă doar o diferențiere tehnologică, ci constituie un criteriu esențial în selecția materialului magnetic în funcție de regimul de funcționare și topologia sistemului electromagnetic analizat.

I.2. Caracteristici magnetice ale materialelor feromagnetice

În funcție de valoarea permeabilității magnetice a unui material în raport cu permeabilitatea magnetică a vidului, materialele pot fi clasificate, din punct de vedere al răspunsului lor magnetic, în mai multe categorii fundamentale [7], [8].

Materialele **diamagnetice** sunt caracterizate printr-o permeabilitate magnetică mai mică decât cea a vidului ($\mu < \mu_0$).

Materialele **paramagnetice** prezintă o permeabilitate magnetică ușor mai mare decât cea a vidului ($\mu > \mu_0$) [7], [9].

O clasă distinctă de materiale, de importanță majoră în construcția mașinilor electrice, este reprezentată de materialele **feromagnetice**. Spre deosebire de materialele diamagnetice și paramagnetice, acestea se caracterizează prin valori foarte ridicate ale permeabilității magnetice relative ($\mu_r \gg 1$), ceea ce le conferă capacitatea de a concentra eficient fluxul magnetic în miezurile feromagnetice [7], [9].

Literatura de specialitate distinge mai multe categorii de materiale magnetice, utilizate în aplicații diferite [10, p. 7].

Materialele magnetice moi se caracterizează prin valori ridicate ale permeabilității magnetice relative și printr-un câmp coercitiv redus ($H_c \ll 100$ A/m) [11], [12].

Materialele magnetice dure prezintă valori ridicate ale câmpului coercitiv ($H_c > 10^5$ A/m) și o permeabilitate magnetică relativă mai redusă comparativ cu materialele magnetice moi [10].

I.3. Caracteristici electrice ale materialelor feromagnetice

Conductivitatea electrică, notată cu σ , caracterizează capacitatea unui material de a permite circulația curentului electric sub acțiunea unui câmp electric aplicat.

Din punct de vedere al conductivității electrice, materialele pot fi clasificate în mai multe categorii distincte [13], [14].

Materialele conductoare sunt caracterizate prin valori ridicate ale conductivității electrice și sunt reprezentate, în principal, de metale și aliajele acestora [15].

Materialele compozite includ combinații de materiale conductoare și izolatoare, cum ar fi polimerii sau materialele ceramice în care sunt dispersate particule metalice sub formă de pulberi [15].

Semiconductorii, precum siliciul și germaniul, prezintă valori intermediare ale conductivității electrice, cuprinse, în funcție de puritatea materialului și de gradul de dopare, într-un interval larg, de ordinul $10^{-8} \dots 1$ S/m [15].

Superconductorii reprezintă o clasă specială de materiale care, sub o anumită temperatură critică, prezintă rezistență electrică nulă, corespunzătoare unei conductivități electrice teoretic infinite [16], [17], [18], [19].

Materialele izolatoare și dielectrice sunt caracterizate prin valori foarte scăzute ale conductivității electrice. Acestea pot avea structură cristalină sau amorfă și sunt utilizate pentru separarea electrică a diferitelor regiuni ale circuitelor electrice [20], [21].

I.4. Tipuri de pierderi în miezurile feromagnetice

Pierderile de energie în mașinile electrice constituie un aspect esențial în procesul de proiectare, dimensionare și optimizare, având un impact direct asupra randamentului energetic, regimului termic și duratei de viață a sistemului [22].

Din punct de vedere al sursei de generare, pierderile totale dintr-o mașină electrică rezultă din suprapunerea mai multor mecanisme fizice distincte, fiecare contribuind diferit la bilanțul energetic al sistemului. Acestea includ pierderile asociate miezurilor feromagnetice ale statorului și rotorului, cunoscute sub denumirea de pierderi în fier, pierderile de natură ohmică din înfășurări, determinate de rezistența electrică a conductoarelor, precum și pierderile mecanice generate de frecări și de procesele de ventilație [23].

I.5. Modele matematice de estimare a pierderilor în miezurile feromagnetice

Estimarea pierderilor în miezurile feromagnetice reprezintă o problemă complexă, pentru care au fost dezvoltate de-a lungul timpului mai multe modele matematice, fiecare având un domeniu de aplicabilitate bine definit [23].

Modelul Bertotti este unul dintre cele mai utilizate cadre teoretice pentru estimarea pierderilor în fier, fiind implementat pe scară largă în unele software de simulare numerică bazate pe MEF [24].

Modelul Bertotti se bazează pe descompunerea pierderilor totale în fier în trei componente distincte, corespunzătoare principalelor mecanisme fizice de disipare a energiei [25]:

$$P = k_f(P_h + P_c + P_e) \quad (\text{I. 1})$$

unde k_f reprezintă factorul de împachetare al TE, iar termenii P_h , P_c și P_e corespund pierderilor prin histerezis, pierderilor clasice prin curenți turbionari și, respectiv, pierderilor în exces (pierderi de anomalie).

Spre deosebire de modelul Bertotti, **modelul Steinmetz** are un caracter preponderent empiric și este utilizat în principal pentru estimări rapide ale pierderilor magnetice în domenii limitate de funcționare. Forma clasică a relației Steinmetz pentru pierderile prin histerezis este dată de [26], [27]:

$$P_h = C_0 B_m^\alpha f \quad (\text{I. 2})$$

unde C_0 este coeficientul de pierderi prin histerezis, B_m reprezintă inducția magnetică maximă, α este exponentul inducției magnetice, iar f – frecvența de lucru.

II. Materiale magnetice utilizate în construcția mașinilor electrice cu topologii speciale

Prezentul capitol este dedicat analizei principalelor familii de materiale magnetice utilizate ca surse de excitație în MSMP, cu accent pe magneții ceramici și pe bază de pământuri rare. Sunt discutate caracteristicile magnetice fundamentale ale acestora, comportamentul la demagnetizare și criteriile de selecție în funcție de cerințele aplicației. În acest cadru sunt evidențiate avantajele și limitările fiecărei familii de magneți, precum și implicațiile utilizării lor în topologii constructive neconvenționale.

II.1. Considerații generale asupra magneților permanenți

În construcția mașinilor electrice, magneții permanenți sunt utilizați ca sursă de excitație magnetică, asigurând generarea câmpului necesar interacțiunii electromagnetice fără aport energetic suplimentar din

partea sistemului de alimentare. Introducerea acestora în topologiile de mașini electrice a permis obținerea unor structuri cu randament ridicat, densitate mare de putere și un control precis al cuplului, în special în aplicațiile cu cerințe dinamice stricte [28], [29].

Caracteristicile de demagnetizare corespunzătoare acestor materiale, reprezentate în cadranul II al diagramei B–H, evidențiază diferențe semnificative în ceea ce privește inducția remanentă și câmpul coercitiv, aspecte esențiale pentru evaluarea comportamentului magneților permanenți în condiții de exploatare reale. O comparație calitativă a acestor caracteristici este ilustrată în Fig. II.1 pentru câteva materiale magnetice reprezentative [30].

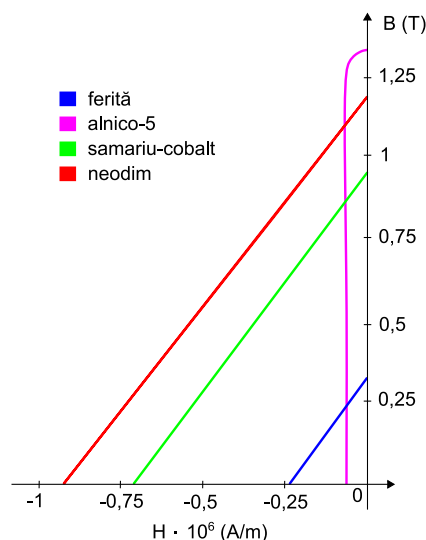


Fig. II.1. Caracteristica de demagnetizare în cadranul II pentru câteva materiale magnetice (adaptare după [30, p. 6])

II.2. Magneți permanenți. Tipuri, tehnici și direcții de magnetizare

Magneții permanenți utilizați în construcția mașinilor electrice acoperă o gamă largă de materiale și configurații constructive, adaptate cerințelor specifice ale aplicațiilor moderne. Diversitatea acestora impune o clasificare riguroasă, necesară atât pentru evaluarea performanțelor electromagnetice, cât și pentru integrarea optimă în topologii constructive variate.

Clasificarea magneților permanenți poate fi realizată pe baza mai multor criterii relevante, dintre care cele mai importante sunt natura materialului magnetic, forma geometrică și proprietățile magnetice caracteristice, precum inducția remanentă, coercitivitatea și stabilitatea la demagnetizare [31], [32]. În cazul mașinilor electrice, aceste criterii sunt strâns corelate cu direcția de magnetizare, care influențează distribuția câmpului magnetic în întregul sistem și condițiile de funcționare ale magnetului în regim real.

II.2.1. Tipuri de magneți permanenți utilizați în mașinile electrice

În continuare sunt analizate caracteristicile magnetice și tehnologice relevante ale acestor materiale, cu accent pe comportamentul în regim de demagnetizare și implicațiile asupra proiectării și exploatării mașinilor electrice.

Ferite (magneți ceramici)

Magneții ceramici sunt realizați pe bază de oxizi de fier (Fe_2O_3), combinați cu elemente precum bariu, stronțiu, nichel sau zinc, rezultând materiale cu structură cristalină ferimagnetică. Din punct de vedere tehnologic, obținerea acestora implică măcinarea materiilor prime, presarea pulberilor și sinterizarea la temperaturi ridicate. Procesul de sinterizare conduce la consolidarea particulelor și la formarea unui material dens, cu proprietăți magnetice stabile [31], [32].

Alnico (Aluminiu-Nichel-Cobalt)

Magneții permanenți de tip Alnico sunt aliaje metalice caracterizate prin valori ridicate ale inducției remanente și printr-o stabilitate bună a proprietăților magnetice la temperaturi ridicate. Din punct de vedere compozițional, pe lângă aluminiu, nichel și cobalt, aceste aliaje pot conține fier, cupru sau titan, elemente introduse pentru ajustarea caracteristicilor magnetice și structurale [31], [33].

Samariu-Cobalt (SmCo)

Magneții permanenți pe bază de samariu-cobalt sunt realizați din aliaje care conțin samariu și cobalt, fiind disponibili în două familii principale, diferențiate prin raportul atomic al elementelor componente: SmCo_5 și $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$. Dintre acestea, magneții de tip $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ prezintă, în general, valori mai ridicate ale produsului energetic, ceea ce permite obținerea unor performanțe magnetice superioare pentru volume active comparabile [34], [35], [31], [32], [36].

Neodim-Fier-Bor (NdFeB)

Magneții permanenți pe bază de neodim-fier-bor se disting prin valori foarte ridicate ale produsului energetic, ceea ce permite obținerea unor densități mari de flux magnetic pentru volume active reduse. Din acest motiv, aceste materiale reprezintă soluția predominantă în aplicațiile moderne care impun densitate mare de putere și dimensiuni compacte [37], [32], [36].

II.2.2. Tehnici și direcții de magnetizare ale magneților permanenți

Magnetizarea magneților permanenți se realizează prin aplicarea unui câmp magnetic extern de intensitate ridicată, generat de instalații specializate, capabile să asigure valori ale câmpului suficiente pentru depășirea coercitivității materialului magnetic. Acest proces are rolul de a impune o orientare preferențială a momentelor magnetice microscopice, conducând la stabilirea unei magnetizări remanente corespunzătoare cerințelor aplicației [38].

Direcția de magnetizare reprezintă un parametru de proiectare de importanță majoră, influențând distribuția fluxului magnetic, nivelul inducției utile și interacțiunea cu celelalte componente ale circuitului magnetic. Alegerea acesteia trebuie realizată în strânsă corelație cu geometria magnetului și cu topologia mașinii electrice, întrucât determină eficiența conversiei electromagnetice și stabilitatea funcționării în regim real.

II.3. Dispunerea magneților permanenți în mașinile electrice rotative

Dispunerea magneților afectează în mod direct distribuția fluxului magnetic în întrefier și în dinții statorici, având un impact asupra formei unde inducției și asupra nivelului cuplului electromagnetic maxim [30, p. 6].

Magneți permanenți montați pe suprafața rotorului (SPM)

În literatura de specialitate se disting trei tipuri principale de dispunere a magneților permanenți în rotorul mașinilor electrice sincrone. Prima categorie este reprezentată de configurația cu magneți permanenți montați pe suprafața rotorului (SPM – *Surface-mounted Permanent Magnets*) [39].

Magneți permanenți inserați în rotor (IPM)

Configurația cu magneți permanenți inserați în rotor (IPM – *Interior Permanent Magnets*) presupune integrarea magneților în canale special realizate în structura rotorului [40], [41].

Magneți permanenți complet înglobați în rotor (embedded / buried magnets)

O extensie a configurațiilor cu magneți inserați în rotor este reprezentată de dispunerea magneților complet înglobați în structura rotorului [42].

Un aspect determinant în evaluarea dispunerii magneților permanenți îl constituie funcționarea în regim de slăbire a fluxului, necesară în aplicațiile care impun operarea eficientă pe un domeniu extins de viteze, inclusiv peste viteza de bază. Acest regim este caracteristic în special aplicațiilor de tracțiune electrică, unde menținerea cuplului în limitele admise de inverter devine o constrângere esențială [43], [44].

III. Structuri posibile de mașini sincrone fracționare

În cadrul MSMP, structura înfășurărilor statorice constituie unul dintre elementele centrale care condiționează performanțele electromagnetice și posibilitățile constructive ale ansamblului. În acest context, mașinile cu q fracționar, atât în variantele subunitare, cât și în cele supraunitare, oferă un grad ridicat de flexibilitate în configurarea topologiei, permițând adaptarea raportului dintre numărul de creștături statorice și numărul de perechi de poli în funcție de cerințele aplicației. Această flexibilitate este însă însoțită de constrângeri specifice legate de simetria electromagnetică, distribuția câmpului magnetic în întrefier și conținutul armonic asociat [45], [46].

Alegerea combinației dintre numărul de creștături statorice Z și numărul de perechi de poli $2p$ reprezintă o decizie de bază în procesul de proiectare, cu implicații directe asupra modului de repartizare a înfășurărilor, asupra interacțiunii dintre câmpul de excitație produs de magneti și câmpul de reacție al indusului, precum și asupra nivelului undulațiilor de cuplu și al pierderilor magnetice. În cazul mașinilor cu q fracționar subunitar, aceste efecte sunt accentuate de caracterul discret al distribuției înfășurărilor, în timp ce configurațiile cu q fracționar supraunitar introduc alte compromisuri, legate în principal de gradul de distribuție spațială a conductoarelor și de complexitatea realizării constructive [46], [47].

III.1. Considerații generale asupra mașinilor sincrone cu q fracționar subunitar

În cazul mașinilor sincrone cu q fracționar subunitar, alegerea numărului de perechi de poli reprezintă un parametru fundamental, care condiționează atât regimul cinematic al mașinii, cât și structura câmpului magnetic în întrefier [45], [46].

Numărul de creștături pe pol și fază, notat cu q , reprezintă un parametru de referință în analiza mașinilor electrice polifazate, întrucât caracterizează gradul de repartizare a înfășurărilor statorice pe fiecare fază. Acest parametru indică numărul de creștături statorice adiacente ocupate de conductoarele aceleiași faze și este determinat de raportul dintre structura geometrică a statorului și configurația polilor rotorici.

Pentru valori subunitare ale parametrului q , de tipul $q = 1/2$ sau $q = 1/3$, într-o geometrie statorică cu creștături, distribuția fracționară a înfășurărilor determină existența unor poli succesivi asociați unor zone în care curentul de fază contribuie efectiv la producerea câmpului magnetic, alternând cu zone lipsite de contribuție de fază. În aceste condiții, interacțiunea curenților celor trei faze generează un câmp magnetic cu o distribuție spațială mai pronunțat distorsionată, ceea ce afectează eficiența procesului de conversie electromecanică [48].

Prin combinarea valorilor numărului de creștături statorice Z și ale numărului de poli rotorici $2p$, fie acestea pare sau impare, pot fi obținute structuri de mașini cu particularități constructive și electromagnetice distincte [46], [48], [49].

III.2. Criterii de selecție a numerelor Z impare și $2p$

În cazul mașinilor trifazate, un criteriu de bază pentru selecția numărului de creștături statorice îl constituie compatibilitatea cu structura polifazată a înfășurărilor. Astfel, pentru a asigura o distribuție corectă a fazelor și o repetabilitate periodică a configurației statorice, numărul de creștături este ales ca multiplu al numărului de faze, relație exprimată sub forma [50, p. 392]:

$$Z = 3 \cdot k \quad (\text{III.1})$$

unde k este un număr întreg, cu $k \in \{1, 3, \dots\}$ pentru cazul Z impar și $k \in \{2, 4, \dots\}$ pentru cazul Z par.

Rezultă astfel că, în acest caz particular, numărul de creștături statorice este ales ca multiplu întreg de 3, independent de paritatea sa, condiție necesară pentru asigurarea unei structuri trifazate echilibrate și a unei repartiții periodice coerente a înfășurărilor statorice [50, p. 392].

În practică, valorile parametrilor Z și $2p$ sunt alese, de regulă, relativ apropiate, această opțiune fiind justificată de considerente legate de distribuția fluxului electromagnetic în întrefier. În particular, lățimea tălpilor polare statorice este preferabil a fi comparabilă cu lățimea magnetului permanent rotorici, astfel încât

fluxul magnetic generat de magneți să fie preluat eficient de materialul feromagnetic al dinților statorici. O astfel de corelare geometrică favorizează utilizarea eficientă a materialului magnetic, limitează scăpările de flux și contribuie la îmbunătățirea distribuției inducției magnetice în întrefier, aspecte documentate în literatura de specialitate [50, pp. 390–392].

III.2.1. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 3$

În continuare sunt analizate criteriile de selecție asociate configurațiilor cu număr impar de creștături statorice, fiind considerat, în primă instanță, cazul $Z = 3$, corespunzător valorii $k = 1$. Pentru această configurație, adoptarea numărului de poli rotorici $2p = 2$ conduce la raportul $Z/2p = 3/2$, respectiv la o valoare subunitară a parametrului q , egală cu $1/2$. Structura rezultată corespunde unei mașini sincrone trifazate cu trei creștături statorice, în care sunt dispuse cele trei faze, și cu două perechi de poli rotorici.

O altă combinație posibilă a numerelor Z și $2p$ corespunde structurii caracterizate prin raportul $Z/2p = 3/4$, respectiv printr-o valoare subunitară a parametrului q egală cu $1/4$.

Rezultatele obținute arată că structurile fundamentale $3/2$ și $3/4$ reprezintă cazuri limită pentru mașinile fracționare cu $Z = 3$, din punct de vedere al valorii parametrului q . Limita inferioară, corespunzătoare valorii $q = 1/4$, este asociată unei configurații cu pas de înfășurare excesiv alungit, în timp ce limita superioară, $q = 1/2$, corespunde unei configurații cu pas de înfășurare excesiv scurtat. Ambele situații conduc la structuri care, deși utile ca referință teoretică pentru analiza influenței parametrilor discreți asupra tensiunilor induse și a distribuției fazoriale, prezintă constrângeri semnificative din punct de vedere constructiv și electromagnetic, ceea ce limitează aplicabilitatea lor practică [50, p. 394].

III.2.2. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 9$

Un alt caz relevant de număr impar al creștăturilor statorice îl constituie valoarea $Z = 9$, corespunzătoare următorului multiplu impar al lui 3. Pentru această configurație se regăsesc două structuri posibile, caracterizate prin rapoartele $Z/2p = 9/8$ și $Z/2p = 9/10$, având valorile parametrului q $3/8$, respectiv $3/10$.

Structurile adiacente $9/8$ și $9/10$ conduc la sisteme trifazate simetrice de tensiuni induse, cu proprietăți favorabile atât în regim de generator, cât și în regim de motor, fiind caracterizate printr-un compromis echilibrat între pasul de înfășurare, distribuția fluxului magnetic și conținutul armonic.

Structurile $9/6$ și $9/12$, deși coerente din punct de vedere matematic și ușor de interpretat ca repetiții ale configurațiilor fundamentale $3/2$ și $3/4$, se situează la limitele admise ale parametrului q și conduc la soluții constructive cu performanțe inferioare. Pasul de înfășurare excesiv scurtat sau alungit asociat acestor configurații determină o utilizare ineficientă a materialului activ și o degradare a calității tensiunilor induse, motiv pentru care ele sunt, în general, evitate în aplicațiile practice [50], [51], [52].

Rezultatele obținute confirmă faptul că, pentru $Z = 9$, structurile adiacente de nivel 1 reprezintă soluții preferabile din punct de vedere electromagnetic și constructiv, oferind o bază solidă pentru extinderea analizei către structuri fracționare caracterizate prin valori mai ridicate ale numărului de creștături statorice.

III.2.3. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 15$

Pentru o mașină trifazată caracterizată prin $k = 5$, rezultă $Z = 15$ creștături statorice, corespunzător cărora pot fi identificate două structuri adiacente de nivel 1, și anume $15/14$ ($q = 5/14$) și $15/16$ ($q = 5/16$).

Pentru același $k = 5$ pot fi identificate și două structuri adiacente de nivel 3 ($n = 3$), respectiv $15/12$ ($q = 5/12$) și $15/18$ ($q = 5/18$).

În ansamblu, pentru $Z = 15$, structurile adiacente de nivel 1 reprezintă soluții preferabile din punct de vedere electromagnetic și constructiv, în timp ce structurile de nivel superior rămân de interes preponderent teoretic sau pentru aplicații particulare. Aceste rezultate consolidează criteriile de selecție a perechilor (Z , $2p$) și pregătesc extinderea analizei către structuri fracționare caracterizate prin valori mai mari ale numărului de creștături statorice.

III.2.4. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 21$

Pentru o mașină trifazată caracterizată prin $k = 7$ rezultă $Z = 21$ creștături statorice, corespunzător cărora pot fi identificate două structuri adiacente de nivel 1, respectiv 21/20 ($q = 7/20$) și 21/22 ($q = 7/22$).

Pentru $k = 7$ ($Z = 21$) pot fi identificate, în continuare, structuri adiacente de nivel 3, respectiv 21/18 ($q = 7/18$) și 21/24 ($q = 7/24$) și structuri adiacente de nivel 5, respectiv 21/16 ($q = 7/16$) și 21/26 ($q = 7/26$).

Analiza structurilor fracționare subunitare cu $Z = 21$ evidențiază faptul că extinderea numărului de creștături statorice permite obținerea unor configurații cu distribuții fazoriale mai fine și cu o flexibilitate crescută în alegerea succesiunii fazelor și a pulsației tensiunilor induse. Structurile adiacente de nivel 1, 21/20 și 21/22, deși generează sisteme trifazate echilibrate din punct de vedere al fundamentalei, sunt afectate de nesimetrii constructive care se manifestă prin forțe electromagnetice variabile în sarcină, aspect ce limitează aplicabilitatea lor practică [50].

III.2.5. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 27$

Pentru o mașină sincronă trifazată caracterizată prin $k = 9$ rezultă $Z = 27$ creștături statorice, iar la nivelul 1 pot fi identificate două structuri adiacente, 27/26 ($q = 9/26$) și 27/28 ($q = 9/28$). Pentru aceste configurații, defazajul dintre tensiunile induse în două bobine vecine este de $26\pi/27$, respectiv $28\pi/27$, ceea ce corespunde unui pas de înfășurare ușor scurtat, respectiv ușor alungit [50].

Următoarele structuri adiacente pentru $k = 9$ sunt structurile de nivel 3, respectiv 27/24 ($q = 3/8$) și 27/30 ($q = 3/10$).

Pentru mașinile fracționare cu $Z = 27$ pot fi considerate și structuri adiacente de nivel 5 ($n = 5$), respectiv 27/22 ($q = 9/22$) și 27/32 ($q = 9/32$).

Analiza mașinilor fracționare subunitare cu $Z = 27$ evidențiază avantajele introducerii unui număr mare de creștături statorice în combinație cu structuri adiacente de nivel superior. Comparativ cu structurile corespunzătoare valorilor mai mici ale lui Z , aceste configurații permit o repartizare mult mai uniformă a bobinelor pe periferia statorului, ceea ce conduce la o distribuție echilibrată a eforturilor electromagnetice și mecanice în regim de funcționare în sarcină. Structurile adiacente de nivel 3 și 5 oferă posibilitatea controlului pasului de înfășurare într-un interval favorabil, evitând atât scurtarea excesivă, cât și alungirea exagerată a acestuia [50].

III.3. Criterii de selecție a numerelor Z pare și $2p$

O altă opțiune de alegere a numărului de poli statorici Z , în cazul unei mașini electrice trifazate cu q fracționar subunitar, corespunde situației în care acesta este un număr par [50, p. 407]. În acest caz, numărul de poli statorici poate fi exprimat sub forma:

$$Z = 3 \cdot 2k = 6k \quad (\text{III. 2})$$

unde $2k \in \{2, 4, 6, \dots\}$.

Pentru $Z = 6$ indentificăm structurile 6/4 și 6/8 ce pot fi interpretate ca dublări geometrice ale structurilor fundamentale 3/2, respectiv 3/4, analizate anterior. Această corespondență rezultă din păstrarea raportului dintre numărul de poli statorici și cel de poli rotorici, concomitent cu o extindere a periodicității spațiale a structurii active [50].

Pentru următorul număr par multiplu de 6, corespunzător lui $Z = 12$, se obțin, în mod analog, două structuri adiacente de nivel $n = 2$, definite prin combinațiile 12/10 și 12/14, pentru care rezultă valori fracționare subunitare ale lui q , respectiv $q = 2/5$ și $q = 2/7$ [50, pp. 407–408].

Pentru aceeași valoare a lui Z pot fi identificate și structuri adiacente de nivel superior, în acest caz de nivel $n = 4$, corespunzătoare configurațiilor 12/8 și 12/16. Acestea conduc la valori cunoscute ale lui q , respectiv $q = 1/2$ și $q = 1/4$, deja întâlnite în cadrul structurilor cu Z mai redus, însă obținute aici printr-o extindere a periodicității spațiale a sistemului statoric [50, pp. 407–408].

Configurațiile analizate, inclusiv cele corespunzătoare combinațiilor 6/4, 6/8, 12/10 și 12/14, se înscriu într-o familie de topologii adiacente, în care periodicitatea câmpului magnetic și distribuția forțelor de interacțiune rămân controlate. Această proprietate justifică utilizarea numerelor Z pare multiplu de șase ca bază de selecție pentru realizarea mașinilor sincrone cu q fracționar subunitar, în special în aplicații în care stabilitatea electromagnetică și simetria structurală constituie criterii determinante [50].

III.3.1. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 12$

Structura 12/10 este caracterizată prin existența a 12 fazori distincți, distribuiți uniform în planul complex, cu un defazaj unghiular de $\pi/6$ rad (30°) între fazorii succesivi. În aceste condiții, defazajul dintre tensiunile induse în două bobine învecinate este egal cu $5\pi/6$ rad, corespunzător unei înfășurări cu pas scurtat [50].

Structura 12/14, în mod similar configurației adiacente 12/10, este caracterizată prin existența a 12 fazori distincți, uniform distribuiți în planul complex, cu un defazaj unghiular de $\pi/6$ rad (30°) între fazorii succesivi. În acest caz, defazajul dintre tensiunile induse în două bobine învecinate este egal cu $7\pi/6$ rad, corespunzător unei înfășurări cu pas alungit [50].

Structurile adiacente de nivel $n = 4$ corespunzătoare valorii $Z = 12$, respectiv configurațiile 12/8 ($q = 1/2$) și 12/16 ($q = 1/4$), pot fi interpretate ca situații limită în ceea ce privește valoarea factorului q . Aceste topologii marchează extremele domeniului de variație al pasului de înfășurare pentru această valoare a numărului de creștături [50].

În cazul structurii 12/8, defazajul dintre tensiunile induse în două bobine consecutive este egal cu $8\pi/12 = 2\pi/3$ rad, corespunzător unui pas scurtat maxim. Pentru structura 12/16, defazajul dintre tensiunile induse în bobinele consecutive devine $16\pi/12 = 4\pi/3$ rad, corespunzător unui pas alungit maxim. Aceste valori evidențiază variația extremă a pasului de bobinare, cu efect direct asupra distribuției fazoriale și a conținutului armonic al tensiunilor induse [50].

În schimb, structurile adiacente de nivel $n = 4$, corespunzătoare configurațiilor 12/8 și 12/16, reprezintă situații limită din punctul de vedere al pasului de bobinare. Organizarea fazorială sub forma unor stele suprapuse conduce, în aceste cazuri, la factori de înfășurare reduși și la accentuarea undulațiilor de cuplu.

III.3.2. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 18$

Pentru valoarea $Z = 18$, corespunzătoare următorului multiplu de șase, pot fi identificate structuri adiacente de nivel $n = 2$ caracterizate prin combinațiile 18/16 și 18/20, pentru care rezultă valori fracționare subunitare ale raportului q , respectiv $q = 3/8$ și $q = 3/10$.

Pentru mașinile fracționare cu $Z = 18$ pot fi identificate, de asemenea, structuri adiacente de nivel $n = 4$, corespunzătoare configurațiilor 18/14 ($q = 3/7$) și 18/22 ($q = 3/11$) [50, p. 410].

Structurile adiacente de nivel $n = 4$, introduc o complexitate suplimentară a distribuției fazoriale, reflectată prin prezența a 18 fazori și prin necesitatea unor scheme de conectare mai elaborate ale bobinelor. Deși principiile constructive rămân neschimbate, diferențele dintre succesiunea directă și cea inversă a fazelor conduc la pulsații distincte ale câmpului electromagnetic, cu implicații directe asupra regimului de funcționare al mașinii [50].

Prin urmare, pentru $Z = 18$, structurile de nivel inferior oferă un compromis favorabil între simplitatea constructivă și performanțele electromagnetice, în timp ce structurile de nivel superior au un rol predominant analitic, contribuind la înțelegerea influenței pasului de bobinare și a succesiunii fazelor asupra comportamentului mașinilor fracționare subunitare [50].

III.3.3. Structuri de mașini sincrone cu $Z = 24$

Pentru o mașină sincronă caracterizată prin $Z = 24$, pot fi identificate două structuri adiacente de nivel $n = 2$, corespunzătoare combinațiilor 24/22 și 24/26, pentru care rezultă valori fracționare subunitare ale raportului q , respectiv $q = 4/11$ și $q = 4/13$ [50].

Structurile de nivel $n = 4$, corespunzătoare configurațiilor 24/20 și 24/28, păstrează principiile de echilibru electromagnetic prin organizarea spațială a bobinelor și evidențiază caracterul modular al topologiilor fracționare [50].

Structurile adiacente de nivel $n = 6$ și $n = 8$, precum 24/18, 24/30, 24/16 și 24/32, extind domeniul de analiză către topologii atipice sau limită, în care distribuțiile fazoriale devin cvasisimetrice sau excesiv scurtate ori alungite. Deși aceste configurații au un interes practic mai redus, ele contribuie semnificativ la delimitarea domeniului de variație al parametrului q și la înțelegerea influenței schemei de conectare a bobinelor asupra proprietăților electromagnetice finale ale mașinii [50].

III.4. Concluzii asupra criteriilor de selecție a numerelor Z și $2p$

Pe măsură ce valoarea lui Z crește, structurile adiacente de nivel superior devin din ce în ce mai relevante din punct de vedere practic. Pentru $Z \geq 21$, structurile de nivel 5, de forma $Z/(Z \pm 5)$, iar pentru $Z \geq 24$, structurile de nivel 6, de forma $Z/(Z \pm 6)$, se disting printr-o îmbunătățire semnificativă a stabilității electromagnetice și mecanice. Aceste configurații păstrează simetria diagramelor fazoriale, dar beneficiază de o distribuție mai uniformă a câmpului magnetic și, implicit, a forțelor radiale dintre armături. Ca urmare, solicitările mecanice sunt mai bine compensate, iar funcționarea în ambele regimuri este caracterizată de stabilitate sporită și nivel redus de vibrații [50].

IV. Analiza constructivă și comparativă a structurilor modulare cu q fracționar și magneți permanenți

Abordarea adoptată în acest capitol este orientată către evaluarea comparativă a unor structuri statorice modulare și monolitice echivalente, definite pentru aceleași combinații $Z/2p$ cu q fracționar subunitar, astfel încât diferențele observate să poată fi atribuite exclusiv efectelor induse de modularizare și de proprietățile materialului feromagnetic.

Un rol esențial în cadrul studiului îl ocupă analiza influenței materialului feromagnetic, prin compararea structurilor realizate din tole cu CN și CO, în condițiile menținerii aceleiași geometrii și aceleiași topologii electromagnetice. Această comparație permite evidențierea modului în care anizotropia magnetică și orientarea preferențială a cristalelor influențează variația inducției magnetice și pierderile în fier, în special în prezența discontinuităților constructive impuse de modularizare.

Prin corelarea rezultatelor obținute prin modelare numerică, capitolul oferă o bază solidă pentru formularea unor criterii de evaluare și optimizare constructiv-materială, aplicabile MSMP și q fracționar.

IV.1. Analiza în regim de motor pentru structuri modulare în configurație 12/10

Analiza în regim de motor a structurilor modulare în configurație 12/10 este orientată către evaluarea efectelor introduse de segmentarea statorului asupra comportamentului electromagnetic al mașinii, în condițiile unei topologii cu q fracționar subunitar și distribuție concentrată a înfășurărilor. Configurația analizată, caracterizată prin 12 creștături statorice și 10 poli rotorici, permite investigarea directă a interacțiunii dintre câmpul magnetic generat de magneții permanenți și structura discretizată a statorului, fără a modifica succesiunea spațială impusă de înfășurare [53].

IV.1.1. Prezentarea structurii constructive și a materialelor utilizate

Primul model analizat corespunde unei structuri statorice monolitice, realizată din tole cu CN, cu miez continuu și creștături distribuite circumferențial conform configurației 12/10. Această variantă este utilizată ca structură de referință, întrucât asigură o distribuție uniformă a materialului feromagnetic și o ghidare continuă a fluxului magnetic în miez, în absența discontinuităților constructive introduse de segmentare [53].

Al doilea model adoptă o structură statorică modulară, obținută prin asamblarea unor segmente realizate din tole cu CO îndoite, fiecare segment corespunzând unui sector statoric individual. Configurația

rezultată introduce discontinuități circumferențiale între segmentele adiacente, care modifică condițiile locale de închidere a fluxului magnetic și distribuția inducției magnetice în miez, păstrând neschimbată configurația înfășurărilor și succesiunea spațială impusă de structura 12/10 [53].

Cele două geometrii analizate sunt ilustrate în Fig. IV.1, unde se evidențiază diferențele constructive dintre structura monolitică realizată din tole cu CN și structura modulară realizată din tole cu CO.

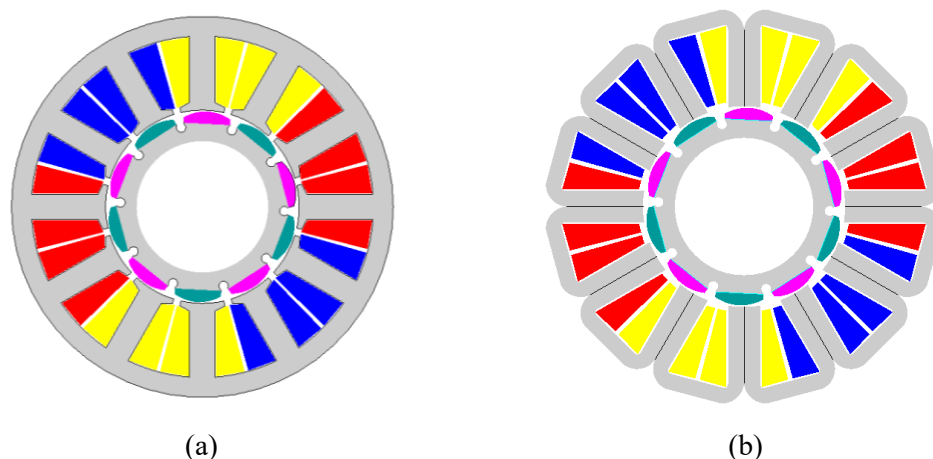


Fig. IV.1. Geometria structurii 12/10: (a) stator realizat din tole cu CN; (b) stator realizat din tole cu CO (miez modular) [53]

Constrângerile constructive asociate realizării statorului modular din tole cu CO îndoite impun adaptări geometrice locale, necesare pentru asigurarea integrității mecanice a segmentelor și pentru posibilitatea asamblării circumferențiale.

Se impune precizarea că, în aceste condiții geometrice, comparațiile ulterioare ale rezultatelor obținute pentru cele două configurații trebuie interpretate cu prudență. Diferența de lățime a jugurilor statorice conduce la o repartizare distinctă a densității de flux magnetic, iar în cazul modelului modular poate fi anticipată apariția unor zone de saturație locală în jug. Acest fenomen este corelat direct cu creșterea pierderilor în fier, în special a componentei prin histerezis și a celei prin curenți turbionari, ceea ce poate influența evaluarea comparativă a performanței electromagnetice.

Dimensiunile principale ale celor două structuri 12/10 sunt sintetizate în Tabelul IV.1, care evidențiază diferențele geometrice introduse de modularizarea statorului, precum și impactul acestora asupra masei totale a miezului statoric, fără a modifica parametrii geometrici globali ai mașinii.

Tabelul IV.1. Dimensiunile principale ale structurilor 12/10 (adaptare după [53])

Parametru	CN	CO
Lungime mașină	19 mm	
Diametru exterior stator	75 mm	
Diametru interior stator	38 mm	
Lățime dinte stator	5 mm	6 mm
Înălțime jug statoric	4 mm	3 mm
Deschidere creastă statorică	1,5 mm	4 mm
Masă totală miez statoric	0,256 kg	0,240 kg
Lungime miez rotor	18,5 mm	
Lungime magnet permanent	18 mm	
Diametru interior rotor	26 mm	
Lățime întrefier	0,4 mm	

Structura înfășurărilor satorice este definită astfel încât fiecare fază să fie constituită din două secțiuni conectate în paralel, fiecare secțiune rezultând din inserierea a două bobine adiacente.

În cadrul analizei sunt utilizate două tipuri de materiale feromagnetice pentru realizarea miezurilor satorice, corespunzătoare celor două configurații constructive investigate. Pentru structura monolitică realizată din tole cu CN este utilizat materialul M330_35A, iar pentru structura modulară realizată din tole cu CO este utilizat materialul M150_35.

Proprietățile principale ale materialelor utilizate sunt sintetizate în Tabelul IV.2. Parametrii incluși permit caracterizarea comportamentului magnetic în regim de excitație variabilă, precum și evaluarea diferențelor privind nivelul inducției magnetice și al pierderilor specifice.

Tabelul IV.2. Proprietățile materialelor utilizate pentru miezul satoric

Specificație	M330_35A (CN)	M150_35 (CO)
Grosimea tolei	0,35 mm	
Factor de împachetare	0,95	
Densitate	7650 kg/m ³	
Inducția magnetică minimă la 2500 A/m	1,56 T	1,87 T
Inducția magnetică minimă la 10000 A/m	1,76 T	1,97 T
Pierderi maxime în fier la 50 Hz și 1,5 T	1,3 W/kg	1,05 W/kg
Pierderi maxime în fier la 50 Hz și 1,7 T	3,3 W/kg	1,5 W/kg
Conductivitate	$2,38 \times 10^6$ S/m	$2,08 \times 10^6$ S/m

IV.1.2. Distribuția inducției magnetice în miez și întrefier

Distribuțiile corespunzătoare celor două configurații sunt prezentate în Fig. IV.2, care permite compararea directă a modului de repartiție a inducției magnetice în miezul satoric pentru funcționarea în sarcină. Analiza acestor rezultate constituie baza pentru evaluarea ulterioară a pierderilor magnetice și a influenței structurii constructive asupra mărimilor electromagnetice derivate.

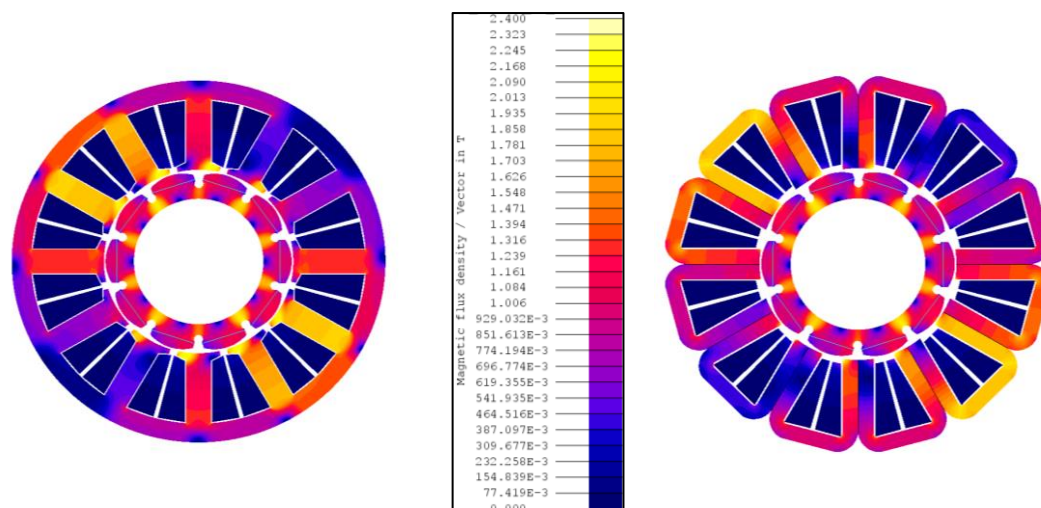


Fig. IV.2. Distribuția inducției magnetice în regim de sarcină: model CN (stânga), model CO (dreapta) [53]

Analiza traseelor de închidere ale liniilor câmpului magnetic, prezentate în Fig. IV.3, permite evidențierea diferențelor dintre cele două structuri analizate. Pentru structura realizată din tole cu CN, liniile de câmp prezintă o concentrare mai accentuată în zona dinților satorici, cu traiectorii de închidere

relativ apropiate, ceea ce indică o solicitare magnetică locală mai ridicată în aceste regiuni. În cazul structurii realizate din tole cu CO, liniile de câmp se repartizează pe o arie mai extinsă, fiind ghidate într-o măsură mai mare prin jugul statoric, fără concentrații locale pronunțate în zona dinților.

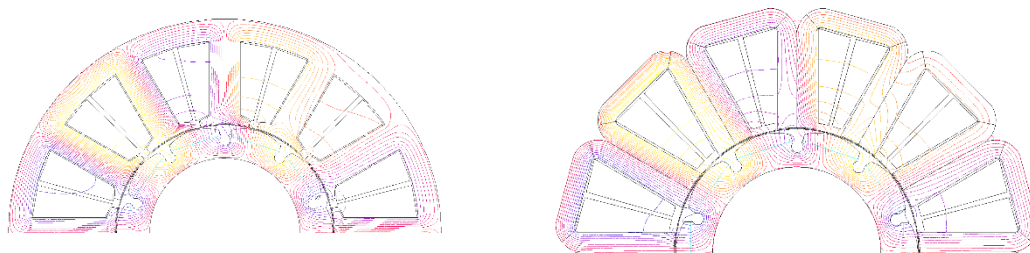


Fig. IV.3. Traseele de închidere ale liniilor câmpului magnetic: model CN (stânga), model CO (dreapta) [53]

Analiza distribuției inducției magnetice în întrefier arată că valorile maxime ale inducției se situează la niveluri comparabile pentru cele două structuri analizate, conform reprezentării din Fig. IV.4. Diferențele observate anterior între cele două modele nu se reflectă într-o modificare semnificativă a amplitudinii maxime a inducției magnetice, ci se manifestă predominant prin variații ale repartiției spațiale de-a lungul circumferinței întrefierului.

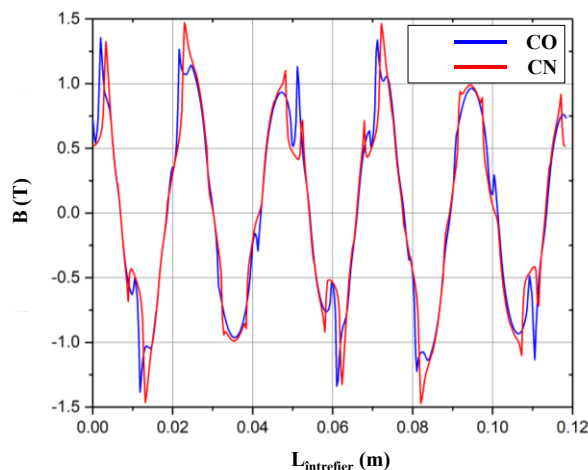


Fig. IV.4. Distribuția inducției magnetice în întrefier (adaptare după [53])

Caracteristicile temporale ale cuplului electromagnetic, corespunzătoare funcționării în regim staționar, sunt prezentate în Fig. IV.5 pentru cele două structuri analizate. Compararea valorilor medii ale cuplului evidențiază o diferență de ordinul câtorva procente între cele două modele, valoarea medie fiind mai ridicată în cazul structurii realizate din tole cu CO.

Această reducere este corelată cu distribuția mai regulată a câmpului magnetic în întrefier și cu variații mai uniforme ale inducției magnetice în timp, rezultate din combinația dintre geometria statorică modulară și proprietățile magnetice ale materialului M150_35. Distribuțiile de câmp și inducție analizate anterior indică o diminuare a neuniformităților locale, ceea ce se reflectă într-o variație temporală mai redusă a cuplului electromagnetic.

Prin urmare, structura modulară realizată din tole cu CO prezintă un nivel mai scăzut al riplului de cuplu, în condițiile menținerii aceluiași parametri de funcționare și ale aceleiași configurații electromagnetice globale. Astfel, avantajele asociate reducerii riplului de cuplu se completează cu beneficii legate de fiabilitate, mentenanță și costuri de exploatare, consolidând interesul pentru analiza și dezvoltarea structurilor modulare realizate din tole cu CO în cadrul configurației 12/10 investigate.

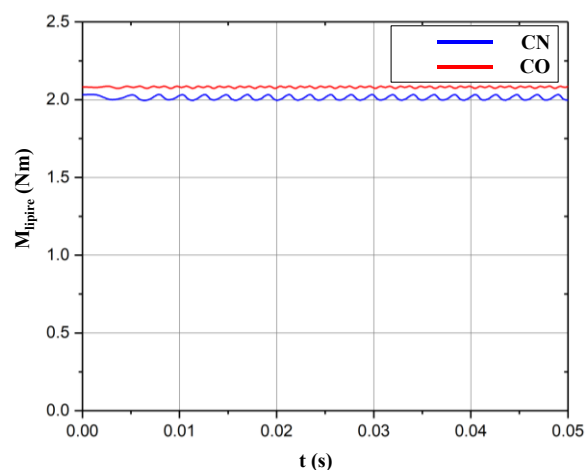


Fig. IV.5. Variația cuplului de lipire (cogging torque) pentru miez CN și miez CO (adaptare după [53])

IV.1.3. Evaluarea pierderilor în miezul feromagnetic

În a doua etapă a studiului comparativ este realizată evaluarea pierderilor în fier pentru cele două structuri analizate, utilizând modelul de calcul Bertotti, adoptat pentru caracterizarea pierderilor magnetice în regim de excitație variabilă.

Rezultatele corespunzătoare pierderilor determinate numeric sunt prezentate comparativ în Tabelul IV.3.

Tabelul IV.3. Pierderile specifice măsurate în W/kg pentru miezurile statorice realizate din tole cu CN sau CO (adaptare după [53])

Pierderi	CN	CO
Histerezis (P_h)	1,19	0,28
Curenți turbionari (clasice) (P_e)	1,25	0,32
Exces (P_e)	0,46	0,02
Pierderi totale (P_t)	2,9	0,62

Rezultatele indică diferențe pronunțate între cele două materiale în ceea ce privește nivelul pierderilor magnetice totale. Pentru miezul realizat din tole cu CN, pierderile specifice în fier ating o valoare de aproximativ 2,9 W/kg, în timp ce pentru miezul realizat din tole cu CO pierderile determinate sunt de aproximativ 0,62 W/kg. Diferența dintre cele două valori reflectă contribuțiile distincte ale mecanismelor de pierdere asociate fiecărui material, în special în ceea ce privește pierderile prin histerezis și pierderile în exces.

În ansamblu, comparația dintre cele două configurații confirmă faptul că alegerea materialului cu CO, împreună cu geometria statorică modulară, influențează direct nivelul pierderilor totale și modul de utilizare a fluxului magnetic în cadrul configurației 12/10 analizate. Aceste concluzii consolidează baza teoretică necesară pentru extinderea analizei către etapele următoare, orientate spre evaluarea și corelarea criteriilor constructive și materiale în structuri modulare cu q fracționar.

IV.2. Analiza în regim de generator pentru structuri modulare în configurație 18/20

În această secțiune este investigat comportamentul electromagnetic al unei mașini MSMP în regim de generator, pentru configurația 18/20, caracterizată printr-un raport subunitar între numărul de creștături statorice și numărul de poli rotorici, egal cu 0,9. Analiza se înscrie în cadrul topologic al înfășurărilor

fracționare și urmărește modul în care această combinație influențează distribuția câmpului magnetic și mărimile electromagnetice asociate funcționării în regim generator [54].

IV.2.1. Caracterizarea topologiei constructive și a materialelor utilizate

Pentru toate configurațiile analizate a fost adoptată o construcție directă, cu rotor comun realizat din oțel masiv, astfel încât influența geometriei rotorice să fie exclusă din analiza comparativă. În toate cazurile, miezul feromagnetic al statorului este constituit din pachete de tole cu aceeași grosime și același mod de asamblare, asigurând condiții identice din punct de vedere constructiv și tehnologic.

Pe baza calculului analitic al mașinii de referință, au fost determinate mărimile nominale de funcționare și principalele dimensiuni geometrice ale componentelor statorice. Aceste valori, prezentate în Tabelul IV.4 și Tabelul IV.5, constituie baza de referință pentru dimensionarea și compararea celorlalte variante constructive investigate.

Tabelul IV.4. Mărimile nominale ale structurilor modulare în configurație 18/20 (adaptare după [54])

Putere (P_N)	5000 W
Putere aparentă (S_N)	6173 VA
Tensiune de linie (U_N)	400 V
Turație (n_N)	3000 min ⁻¹
Intensitate curent (I_N)	8,91 A
Frecvență (f)	500 Hz
Randament (η)	0,9
Factor de putere ($\cos\phi$)	0,9
Număr perechi poli	10
Număr faze (m_f)	3
Număr creștături pe pol și fază (q)	3/10
Conexiune înfășurări	Y

Tabelul IV.5. Dimensionarea statorului configurațiilor 18/20 (adaptare după [54])

Diametru exterior (D_{es})	210 mm
Diametru interior (D_{is})	150 mm
Pas polar (τ)	24 mm
Lungime ideală (l_i)	40 mm
Număr creștături (Z)	18
Pas dentar (t_1)	26 mm
Număr conductoare/creștătură (n_c)	80
Număr spire/fază (w)	240
Secțiune conductor cupru (S_{Cu})	1,188 mm ²
Lățime orientativă dinte (b_d)	10 mm
Secțiune creștătură (S_{cr})	271,535 mm ²
Lățime medie creștătură (b_{crm})	15,708 mm
Înălțime creștătură (h_{cr})	20 mm
Înălțime jug (h_j)	8 mm
Întrefier (δ)	0,5 mm

În cadrul analizei sunt definite patru topologii distincte de MSMP, notate M1–M4, care se diferențiază exclusiv prin structura statorică și materialul feromagnetic utilizat. Configurația M1 corespunde unei mașini cu stator realizat integral din tole cu CN și este utilizată ca model de referință în studiul comparativ. Configurația M2 reprezintă o structură modulară în care jugul statoric este realizat din tole cu CN, iar dinții

statorici sunt realizați din tole cu CO, permițând evaluarea separată a influenței materialului în zonele cu solicitare magnetică diferită. Configurația M3 este caracterizată printr-un stator modular realizat integral din tole cu CO, atât la nivelul jugului, cât și al dinților, în timp ce configurația M4 corespunde unei structuri statorice realizate din tole cu CO îndoite, adaptate formei circulare a pachetului feromagnetic.

Specificațiile principale ale materialelor magnetice utilizate sunt sintetizate în Tabelul IV.6 și includ proprietățile fizice și electromagnetice relevante pentru analiza câmpului magnetic și a pierderilor în fier, respectiv grosimea tolei, factorul de împachetare, densitatea, rezistivitatea electrică, conductivitatea și inducția remanentă. Aceste mărimi constituie datele de intrare pentru definirea comportamentului materialelor în cadrul simulărilor MEF și permit o evaluare coerentă a diferențelor dintre structurile statorice analizate.

Tabelul IV.6. Proprietățile materialelor miezului statoric

Specificație	CN	CO
Grosime tole	0,35 mm	
Factor de împachetare	0,95	
Densitate	7650 kg/m ³	
Rezistivitate	$4,2 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot m$	$4,8 \cdot 10^{-7} \Omega \cdot m$
Conductivitate	$2,38 \cdot 10^6 \text{ S/m}$	$2,08 \cdot 10^6 \text{ S/m}$
Inducție remanentă (B_r)	$\sim 1,4 \text{ T}$	$\sim 1,8 \text{ T}$

IV.2.2. Analiza caracteristicilor electromagnetice în regim de generator

Pentru simularea funcționării în regim de generator au fost analizate două situații operaționale fundamentale: funcționarea în gol și funcționarea în sarcină, corespunzătoare etapelor uzuale de evaluare a performanțelor electromagnetice ale unei MSMP.

În regim de mers în gol, scopul principal a fost determinarea tensiunii induse și analiza formei acesteia, în absența unui transfer semnificativ de putere către sarcină. În acest sens, pe fiecare fază au fost conectate rezistențe de sarcină cu valori foarte ridicate (aproximativ 10 k Ω), astfel încât curenții de fază să fie neglijabili, iar influența sarcinii asupra câmpului magnetic să fie minimă. Această abordare permite evaluarea corectă a comportamentului generatorului în condiții apropiate de mers în gol ideal.

Pentru funcționarea în sarcină, rezistențele conectate pe faze au fost modificate progresiv, în intervalul 30 Ω – 55 Ω , în funcție de nivelul de încărcare analizat. Această variație controlată a sarcinii a permis investigarea influenței curenților de fază asupra distribuției câmpului magnetic, asupra tensiunii la borne și asupra pierderilor electromagnetice, menținând totodată condiții comparabile între topologiile M1–M4.

IV.2.2.1. Tensiunea indusă la mers în gol și analiza spectrală

În Fig. IV.6 sunt prezentate formele de undă ale tensiunilor de fază induse în înfășurările statorice pentru cele patru topologii analizate (M1–M4), obținute în regim de mers în gol. Reprezentările permit evaluarea comparativă a comportamentului electric al generatorului în condiții identice de antrenare, evidențiind influența structurii statorice asupra nivelului și formei tensiunilor induse.

Rezultatele obținute în regim de mers în gol indică faptul că topologiile M1–M3 prezintă niveluri comparabile ale amplitudinii tensiunii induse, în timp ce configurația M4 se diferențiază printr-o valoare mai redusă a acesteia.

În cazul configurațiilor modulare M2 și M3, reprezentarea formelor de undă evidențiază ușoare variații locale ale tensiunilor induse, corelate cu prezența interfețelor dintre modulele statorice. Aceste interfețe determină redistribuiri locale ale fluxului magnetic pe circumferință, fără a afecta însă echilibrul global al sistemului trifazat sau caracterul sinusoidal al tensiunilor.

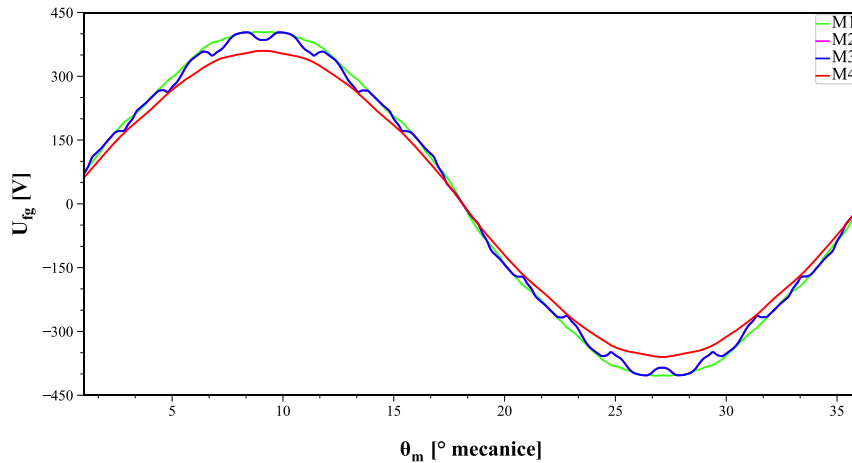


Fig. IV.6. Valorile tensiunii induse de fază la mers în gol pentru modelele M1–M4

Analiza spectrală arată că, pentru toate cele patru configurații, tensiunile induse sunt dominate de componenta fundamentală, iar contribuțiile armonice rămân limitate. Diferențele observate între topologii sunt asociate în principal structurii statorice și modului de distribuție a fluxului magnetic.

IV.2.2.2. Distribuția inducției magnetice la mers în gol

Analiza inducției magnetice în întrefier în regim de mers în gol arată că, pentru configurațiile M1–M3, distribuțiile obținute sunt foarte apropiate, fără diferențe semnificative în ceea ce privește amplitudinea sau forma de undă. Valorile maxime ale inducției se situează în jurul $\pm 1,4$ T, indicând un regim de funcționare fără apariția unor efecte pronunțate de saturație și o repartizare echilibrată a fluxului magnetic.

Topologiile analizate prezintă simetrie față de jumătatea mașinii, motiv pentru care în Fig. IV.7 este reprezentată variația inducției magnetice pe jumătate din circumferința întrefierului, cealaltă jumătate fiind redundantă din punct de vedere informațional. Repetitivitatea formelor de undă reflectă succesiunea regulată a polilor rotorici și confirmă caracterul periodic al câmpului magnetic pentru funcționarea la mers în gol.

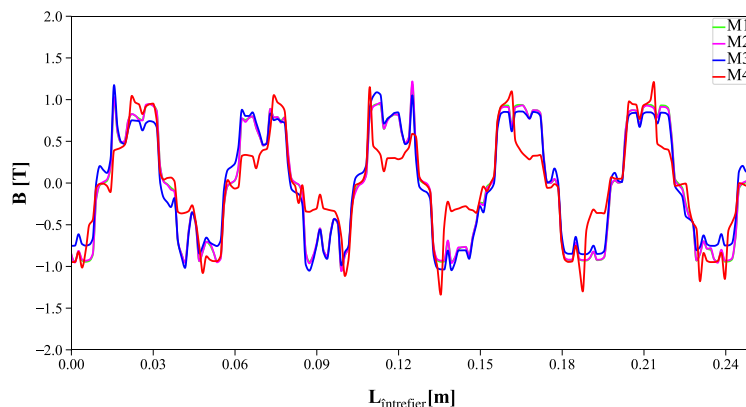


Fig. IV.7. Distribuția inducției magnetice în întrefier în regim de mers în gol

IV.2.2.3. Tensiunea indusă în regim de sarcină și analiza spectrală

În condițiile de funcționare impuse pentru analiza în sarcină, respectiv turație constantă de 3000 min^{-1} , poziție unghiulară identică a rotorului și aceeași sarcină trifazată aplicată la bornele generatorului, formele de undă ale tensiunilor de fază corespunzătoare celor patru topologii investigate sunt prezentate în Fig. IV.8. Comparativ cu regimul de mers în gol, se observă o reducere evidentă a amplitudinilor tensiunilor induse, fenomen asociat reacției câmpului statoric, precum și căderilor de tensiune pe rezistența și reactanța înfășurărilor.

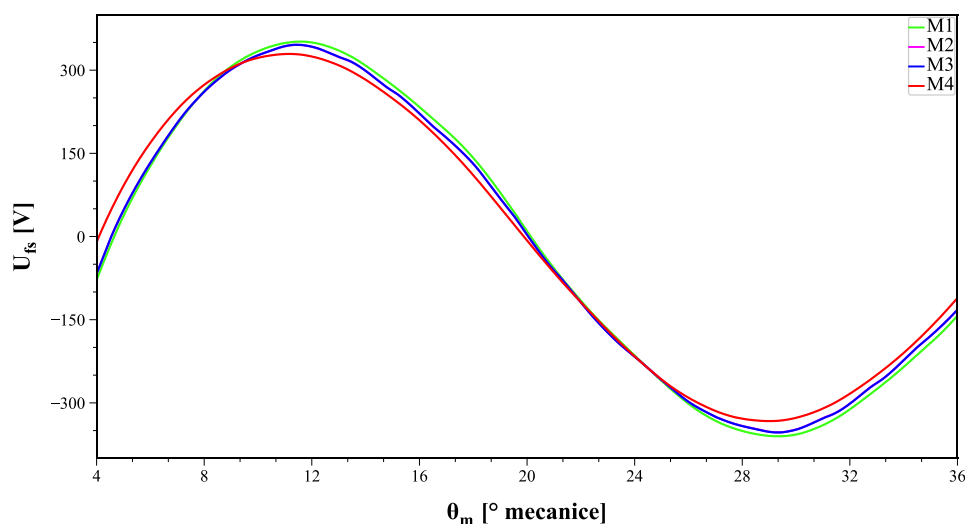


Fig. IV.8. Amplitudinile tensiunilor induse de fază, în regim de sarcină, pentru modelele M1–M4

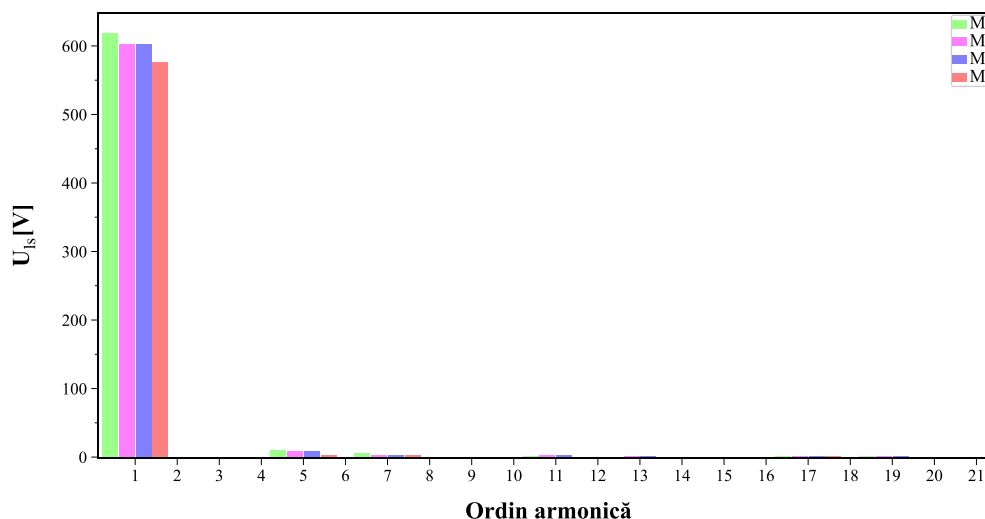


Fig. IV.9. Spectrul armonic al amplitudinilor tensiunii induse în regim de sarcină

Analizând cumulativ contribuția armonicilor se observă (Fig. IV.9) că nivelul distorsiunii rămâne redus pentru toate topologiile analizate. Valorile rezultate indică o distorsiune totală de aproximativ 1,7 % pentru M1, respectiv în jur de 1,6 % pentru M2 și M3, în timp ce pentru M4 distorsiunea este semnificativ mai scăzută, de ordinul a 0,5 %.

Caracteristica externă a generatorului, ilustrată în Fig. IV.10, constituie un indicator relevant al comportamentului mașinii în regim de sarcină, exprimând variația valorii efective a tensiunii de linie în funcție de curentul debitat. Această caracteristică oferă informații directe asupra modului în care tensiunea la borne variază în funcție de sarcină, precum și asupra capacității generatorului de a menține un nivel adecvat al tensiunii în regim de funcționare.

În ansamblu, analiza caracteristicilor externe confirmă funcționarea corespunzătoare a tuturor topologiilor în regim de generator, cu evidențierea clară a configurațiilor M2 și M3, care păstrează un nivel al tensiunii apropiat de cel al modelului M1 și manifestă o variație similară a tensiunii în funcție de sarcină. Configurația M4 rămâne inferioară din punctul de vedere al nivelului tensiunii furnizate, deși caracteristica sa externă prezintă o pantă mai puțin căzătoare în raport cu creșterea curentului de sarcină.

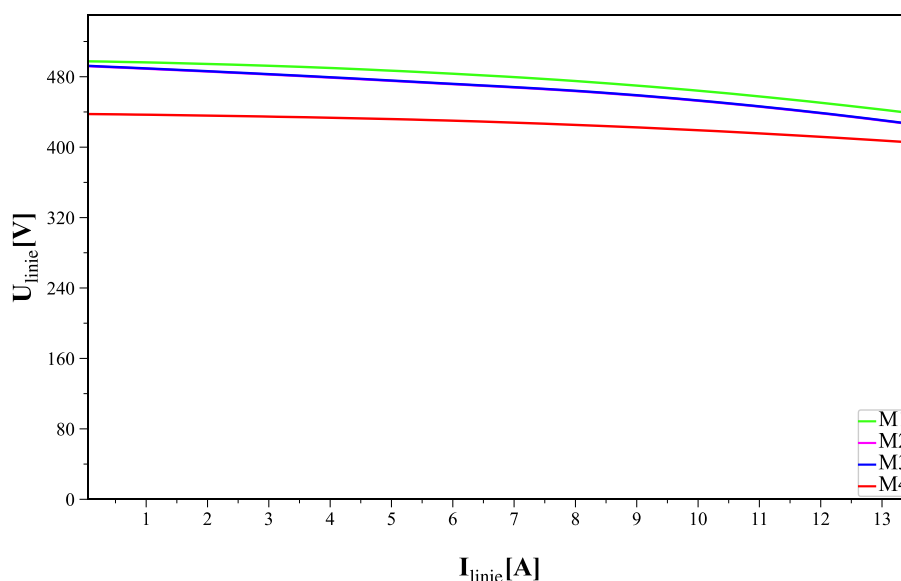


Fig. IV.10. Caracteristica externă a generatorului, exprimată prin variația valorii efective a tensiunii de linie în funcție de curentul de sarcină [54]

IV.2.2.4. Distribuția inducției magnetice în regim de sarcină

Inducția magnetică în întrefier, ilustrată în Fig. IV.11, prezintă în regim de sarcină o ușoară reducere a valorilor maxime comparativ cu funcționarea la mers în gol. Acest comportament este explicabil prin efectul reacției indusului, care generează un câmp magnetic opus fluxului principal produs de magneții permanenți, conducând la o diminuare moderată a inducției rezultante.

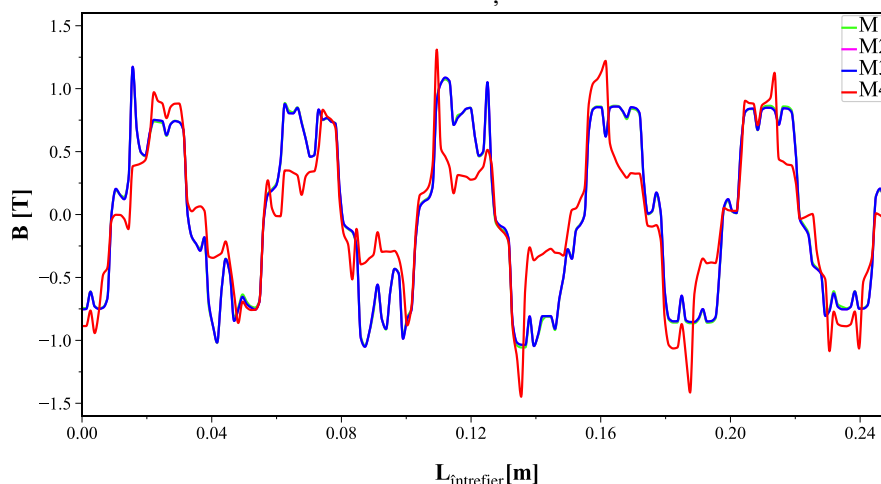


Fig. IV.11. Distribuția inducției magnetice în întrefier în regim de sarcină

Valorile prezentate în Fig. IV.12 nu corespund cuplurilor nominale ale mașinilor, ci descriu evoluția instantanee a cuplului electromagnetic în funcție de poziția unghiulară mecanică a rotorului, pentru regimul de funcționare în sarcină analizat.

Pentru toate cele patru topologii analizate se observă o variație periodică a cuplului electromagnetic, corelată cu succesiunea polilor rotorici și cu structura câmpului magnetic din întrefier. Forma de undă este regulată, fără discontinuități sau componente parazite pronunțate, ceea ce indică un transfer de energie stabil și o bună simetrie electromagnetică a sistemului.

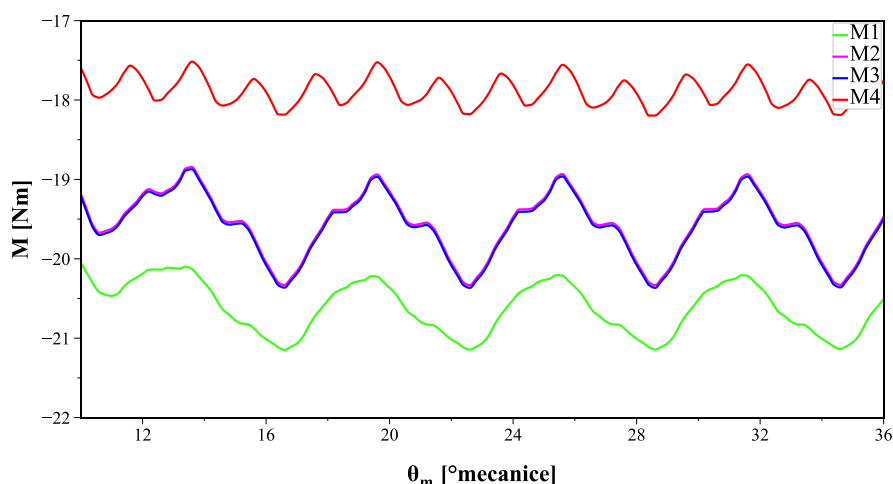


Fig. IV.12. Cuplul electromagnetic pentru funcționarea în sarcină [54]

IV.2.3. Concluzii asupra comportamentului electromagnetic în regim de generator

În ansamblu, concluziile acestui subcapitol confirmă că topologiile modulare realizate din tole cu CO, fără alterări majore ale geometriei statorului, oferă cel mai bun raport între eficiență, sustenabilitate și performanță electromagnetică. Aceste rezultate constituie o bază solidă pentru dezvoltări viitoare ale generatoarelor sincrone cu magneți permanenți în configurații de tip 18/20, orientate spre aplicații cu cerințe ridicate de fiabilitate și eficiență energetică.

IV.3. Analiza în regim de motor pentru o structură modulară în configurație 18/20

În această secțiune este continuat studiul numeric al MSMP cu miez statoric modular, realizat integral din tole cu CO, în configurație 18/20. Structura analizată corespunde modelului M3, investigat anterior în regim de generator în cadrul subcapitolului IV.2.

Scopul acestei etape este evaluarea comportamentului electromagnetic al aceleiași topologii în regim de funcționare ca motor, în condiții de alimentare activă a înfășurărilor statorice.

IV.3.1. Schema electrică și caracteristicile de pornire

Schema electrică echivalentă utilizată în include rezistențele părților frontale ale înfășurărilor de fază, inductanțele corespunzătoare părților frontale, înfășurările de fază modelate la nivel de semibobină, precum și sursele de curent trifazat care asigură alimentarea în regim de motor.

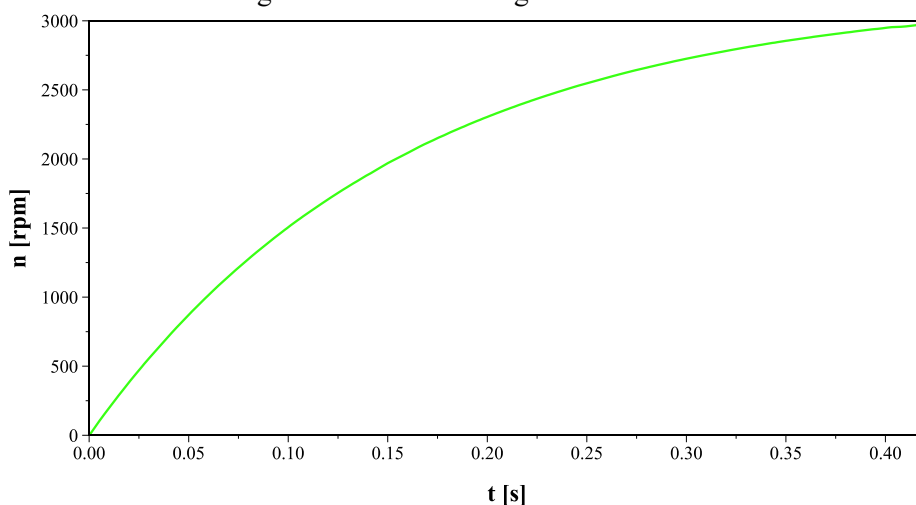


Fig. IV.13. Variația turației în timpul pornirii

Caracteristica de pornire (Fig. IV.13) evidențiază o creștere continuă a turației, fără oscilații sau instabilități evidente, ceea ce indică un răspuns dinamic bine amortizat al ansamblului modelat. Din analiza rezultatelor se obține un timp de accelerare de aproximativ 450 ms până la atingerea turației nominale. Această valoare trebuie însă raportată strict la parametrii mecanici adoptați în simulare, în special la momentul de inerție și la cuplul rezistent, neputând fi extinsă direct ca valoare generală pentru comportamentul real al mașinii.

În ceea ce privește comportamentul cuplului electromagnetic în faza de pornire (Fig. IV.14), pot fi identificate anumite intervale de frecvență în care momentul dezvoltat prezintă oscilații cu amplitudine mai ridicată față de restul domeniului analizat. Aceste variații sunt asociate, cel mai probabil, prezenței unor componente armonice superioare în spectrul curenților statorici și al inducției din întrefier, generate de variația rapidă a frecvenței de alimentare și de caracterul tranzitoriu al procesului de stabilizare.

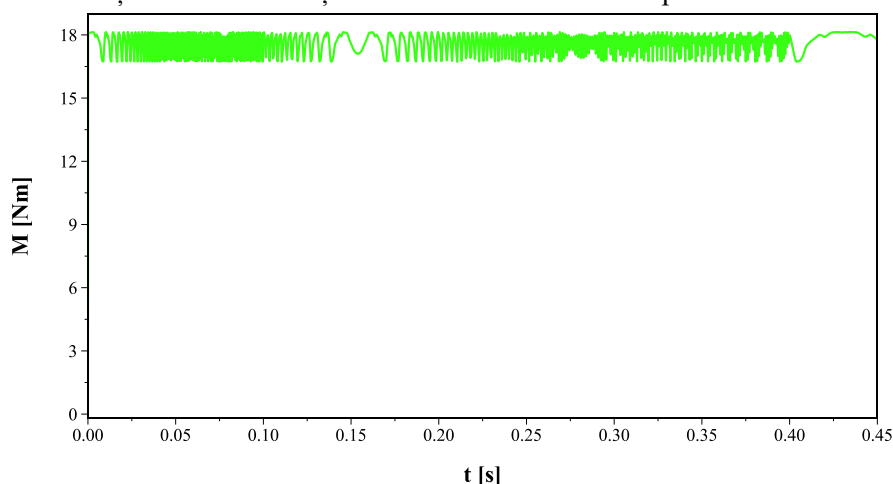


Fig. IV.14. Variația cuplului electromagnetic în timpul pornirii

În etapa inițială a pornirii, interacțiunea dintre câmpul magnetic statoric variabil în timp și câmpul magnetic al magneților permanenți conduce la apariția unor impulsuri electromagnetice succesive, care se reflectă în oscilații de scurtă durată ale cuplului. Pe măsură ce rotorul accelerează și se apropie de turația nominală, aceste oscilații se atenuează progresiv, indicând tendința sistemului către o stare stabilă de sincronism.

Comportamentul evidențiat este specific MSMP și confirmă o corelare adecvată între forma curenților de alimentare și distribuția fluxului magnetic în întrefier. Chiar dacă apar variații locale ale cuplului în regim tranzitoriu, amplitudinea lor redusă indică o pornire uniformă, fără șocuri mecanice semnificative, ceea ce confirmă stabilitatea electromagnetică și mecanică a ansamblului în faza de pornire.

IV.3.2. Analiza cuplului electromagnetic, a distribuției inducției și a conținutului armonic

Unghiul intern θ reprezintă unghiul electric dintre axa câmpului magnetic rezultat din întrefier și axa polilor inductori ai mașinii sincrone. În literatura de specialitate, acest unghi este notat cel mai frecvent cu δ , însă utilizarea notației θ este justificată atunci când se urmărește evitarea confuziei cu alți parametri geometricei deja definiți în lucrare [55], [56].

Analiza caracteristicii unghiulare interne (Fig. IV.15) evidențiază o creștere aproape liniară a cuplului electromagnetic odată cu mărirea unghiului intern, până la valori de aproximativ 70–75° electrice. Dincolo de acest domeniu, variația cuplului tinde să se atenueze, indicând apropierea de limita de saturație a circuitului magnetic. La un unghi intern de 90° electrice, cuplul atinge valoarea maximă de circa 24 Nm, corespunzătoare unui regim de saturație magnetică parțială.

Pentru regimul nominal de funcționare, caracterizat de un cuplu de aproximativ 16 Nm, unghiul intern asociat este de ordinul a 50° electrice. Această valoare este în concordanță cu regimul de funcționare

specific MSMP, unde creșterea unghiului intern determină intensificarea interacțiunii dintre câmpul magnetic statoric și câmpul rotorului, până la atingerea limitei de stabilitate sincronă.

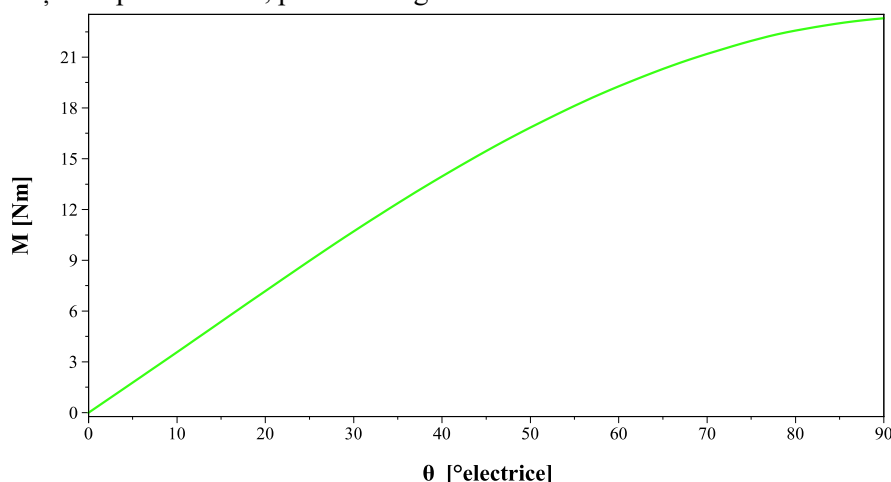


Fig. IV.15. Caracteristica internă pentru interval de 90° electrice [57]

Pentru o evaluare mai detaliată a influenței unghiului intern asupra comportamentului electromagnetic al mașinii, a fost analizată variația cuplului pentru mai multe valori ale acestuia, conform Fig. IV.16. Rezultatele evidențiază o dependență clară între unghiul intern și nivelul cuplului mediu dezvoltat, precum și între unghiul intern și amplitudinea variațiilor periodice ale cuplului.

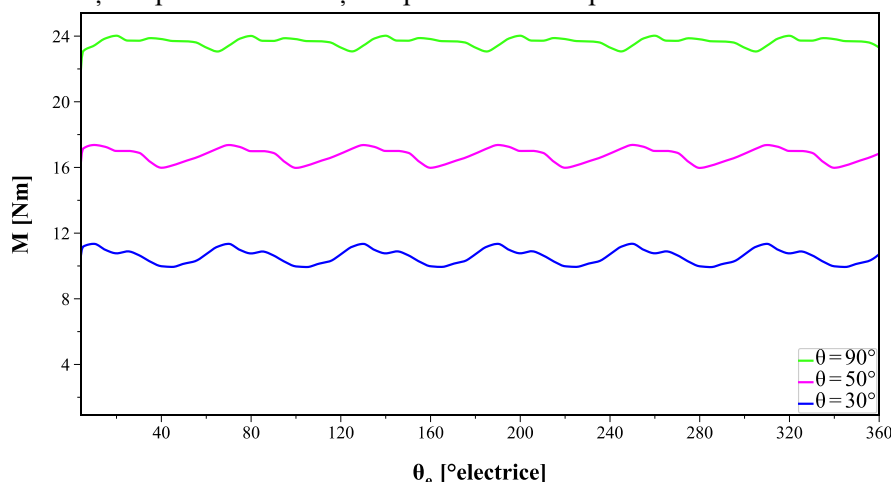


Fig. IV.16. Caracteristica cuplului electromagnetic în funcție de diferite unghiuri interne

Se observă că reducerea unghiului intern de la 90° la 50°, respectiv 30° electrice, conduce la o scădere progresivă a valorii medii a cuplului electromagnetic. Acest comportament este specific mașinii sincrone și reflectă diminuarea componentei tangențiale a interacțiunii electromagnetice dintre câmpul magnetic statoric și câmpul magnetic rotoric, pe măsură ce unghiul intern se reduce.

Distribuția inducției magnetice în întrefier, ilustrată în Fig. IV.17 pentru cazul unghiului intern nominal de 50° electrice, evidențiază zece perioade distincte ale inducției, corespunzătoare celor zece perechi de poli ale configurației 18/20. Forma de undă prezintă alternanțe aproape regulate și o simetrie bună pe circumferință, ceea ce confirmă o funcționare echilibrată și o repartizare uniformă a fluxului magnetic în regim nominal.

Analiza spectrală a inducției magnetice în întrefier, ilustrată în Fig. IV.18, evidențiază predominanța clară a fundamentalei cu o amplitudine de aproximativ 0,852 T, considerată valoare de referință (100 %). Această distribuție confirmă faptul că forma de undă a inducției este apropiată de o sinusoidă ideală, caracterizată printr-un conținut redus de componente armonice superioare.

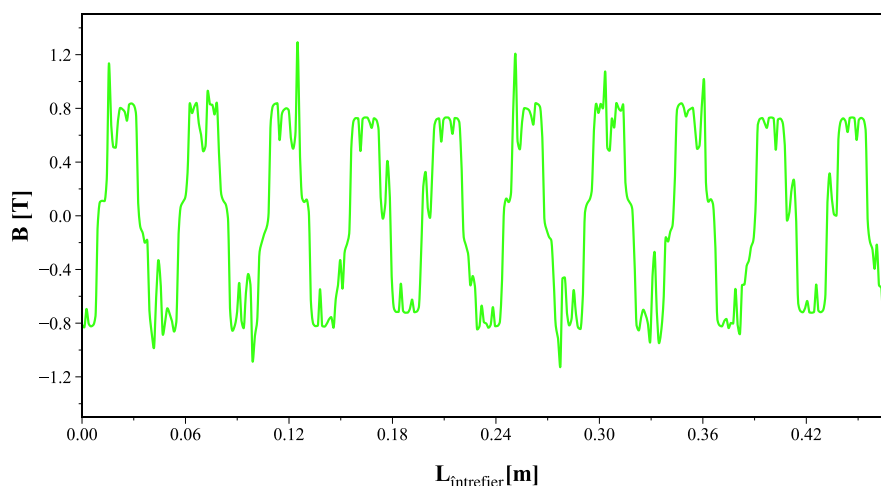


Fig. IV.17. Distribuția inducției magnetice în întrefier la cuplu nominal echivalent unui unghi intern de 50° electrice

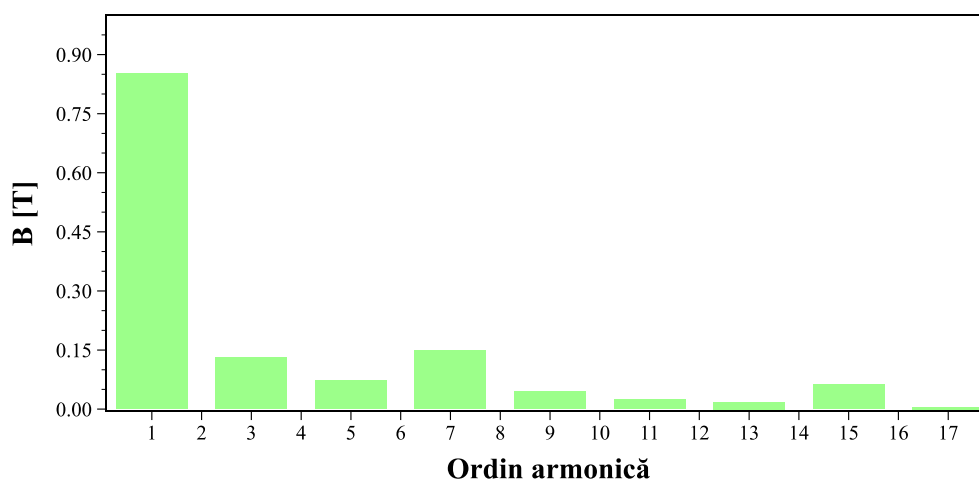


Fig. IV.18. Spectrul armonic al inducției magnetice în întrefier

Analizând distribuția inducției magnetice la nivelul întregii mașini (Fig. IV.19), se observă o repartitie ușor neuniformă a fluxului magnetic la nivelul dinților și al jugului statoric, determinată de prezența întrefierurilor rezultate din construcția modulară. Harta câmpului magnetic evidențiază regiuni de intensitate ridicată, reprezentate prin nuanțe de galben și portocaliu, unde inducția atinge valori de aproximativ 2,2 T. Aceste zone sunt localizate în principal la nivelul tălpilor polare și indică o utilizare eficientă a materialului feromagnetic, fără depășirea domeniului de saturație.

Regiunile marcate prin nuanțe de albastru închis și violet corespund valorilor reduse ale inducției magnetice, sub 0,5 T, fiind situate predominant în spațiile dintre dinți și în vecinătatea jugului statoric. Aceste variații locale ale câmpului magnetic sunt asociate neuniformității întrefierului și efectelor de franjurare ale liniilor de flux la trecerea dintre modulele statorice. Distribuția inducției prezintă o simetrie caracteristică unei jumătăți de mașină, specifică topologiilor cu q fracționar subunitar, în care dispunerea fazelor nu se repetă identic la fiecare pas polar.

În ansamblu, distribuția câmpului magnetic evidențiază o încărcare relativ uniformă a pachetului statoric și o valorificare eficientă a secțiunii active. Absența unor zone extinse de saturație și continuitatea fluxului magnetic confirmă o proiectare adecvată a geometriei și o adaptare corespunzătoare a configurației modulare la regimul nominal de funcționare.

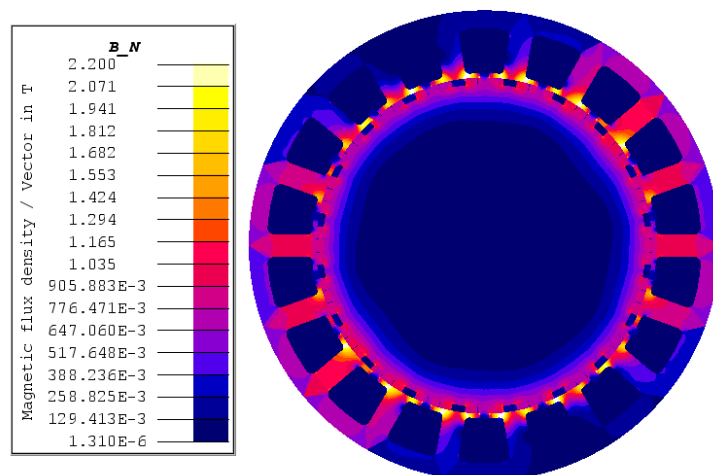


Fig. IV.19. Distribuția inducției magnetice la nivelul întregii mașini (regim nominal) [57]

IV.3.3. Calculul pierderilor și bilanțul puterilor

Calculul pierderilor de putere vizează evaluarea pierderilor în înfășurările statorice și în miezul feromagnetic. Pierderile în înfășurări sunt determinate de efectul Joule și sunt proporționale cu pătratul curentului statoric, în timp ce pierderile în miez sunt asociate proceselor magnetice și pot fi clasificate în pierderi prin histerezis (P_h), pierderi prin curenți turbionari (P_e) și pierderi suplimentare sau în exces (P_e). Toate aceste componente se manifestă sub forma disipării de căldură în material, influențând direct randamentul global al mașinii [22], [23], [58], [59].

În regiunea jugului statoric, pierderile totale au o valoare medie de aproximativ 9,63 W, din care 1,31 W sunt pierderi prin histerezis, 7,87 W sunt pierderi clasice datorate curenților turbionari, iar 0,45 W reprezintă pierderi în exces. Acest rezultat indică un regim magnetic relativ moderat în zona jugului, cu o contribuție dominantă a pierderilor clasice.

În schimb, în zona dinților statorici, pierderile sunt semnificativ mai ridicate, atingând o valoare totală de aproximativ 50,9 W. Din această valoare, 5,48 W corespund pierderilor prin histerezis, 43,87 W pierderilor prin curenți turbionari, iar 1,55 W pierderilor în exces. Nivelul crescut al pierderilor în dinți este explicabil prin densitatea de flux mai mare și prin variațiile rapide ale inducției magnetice, asociate comutației câmpului în zona creștăturilor.

Raportând pierderile la masa fiecărei regiuni, pentru jugul statoric, cu o masă totală de 1,33 kg, se obțin pierderi specifice de aproximativ 7,24 W/kg, în timp ce pentru dinți, având o masă de 1,6 kg, pierderile specifice ating 31,8 W/kg. Pierderile totale în miez, de aproximativ 60,5 W, confirmă un regim magnetic echilibrat și evidențiază eficiența materialului M150_35 în condiții de saturație parțială.

Puterea totală absorbită de motor în regim nominal este $P_1 = 5487$ W, iar puterea electromagnetică în întrefier este $P_{em} = 5259$ W, corespunzătoare unui cuplu mediu dezvoltat de 16,74 Nm. Pierderile în înfășurări au fost evaluate la $p_{Cu} = 208$ W, iar pierderile în miez la $p_{Fe} = 60,5$ W.

Diferența dintre valorile teoretice și cele obținute numeric, de aproximativ 20 W (echivalent cu 0,35 % din P_1), se încadrează în limitele de toleranță acceptate și poate fi atribuită discretizării rețelei de elemente finite, precum și aproximărilor inerente ale modelului de material utilizat.

IV.4. Concluzii asupra comportamentului electromagnetic și energetic al structurilor analizate

În ansamblu, rezultatele capitolului arată că alegerea configurației statorice Z/2p influențează direct conținutul armonic, stabilitatea cuplului și nivelul tensiunilor induse, iar trecerea de la 12/10 la 18/20 creează condiții mai favorabile pentru îmbunătățirea calității formelor de undă și a comportamentului în

sarcină. În același timp, pentru configurația 18/20, soluțiile modulare realizate cu tole din material orientat, fără modificări geometrice semnificative, se evidențiază prin comportamente electromagnetice apropiate și prin avantaje de ordin tehnologic, constituind o bază relevantă pentru analizele ulterioare privind optimizarea globală a mașinii și extinderea studiului către criterii termice, mecanice și de exploatare în regim variabil.

V. Mașina sincronă cu excitație hibridă 9/8. Analiza numerică și validarea experimentală

În contextul actual al tranziției energetice, caracterizat prin creșterea cerințelor de eficiență, densitate de putere și flexibilitate operațională în sistemele de conversie electromecanică, mașinile sincrone cu excitație hibridă (MSEH) au devenit o direcție de cercetare și dezvoltare de interes major. Aceste structuri urmăresc realizarea unui compromis optim între performanțele electromagnetice ridicate specifice MSMP și posibilitățile extinse de control asociate mașinilor cu excitație electrică variabilă [60], [61], [62], [63].

Din punct de vedere constructiv, MSEH se clasifică în două categorii principale: mașini cu excitație hibridă pe rotor (MSEHR), la care magnetii permanenți și înfășurarea de excitație sunt dispuse pe rotor, respectiv mașini cu excitație hibridă pe stator (MSEHS), la care înfășurarea de excitație este dispusă pe stator [64], [65].

Mașina analizată în cadrul acestui capitol aparține categoriei MSEHR și este realizată într-o configurație 9/8 ($Z/2p = 9/8$). Această alegere asigură o distribuție favorabilă a câmpului magnetic, contribuind la uniformizarea inducției în întrefier și la reducerea pulsațiilor de cuplu. În plus, configurația adoptată permite utilizarea unei structuri modulare a miezului statoric, realizat din TE cu CO, caracterizate prin pierderi magnetice reduse și permeabilitate crescută pe direcția de laminare [66].

V.1. Structura constructivă și parametrii principali ai MSEH 9/8

Prototipul a fost dezvoltat în colaborare cu compania Gederex, în cadrul unui proiect industrial orientat către optimizarea circuitelor magnetice pentru mașini electrice cu randament ridicat.

În continuarea acestei secțiuni sunt prezentate dimensiunile geometrice principale, proprietățile materialelor magnetice și parametrii electrici nominali ai mașinii analizate.

Parametrii sintetizați în Tabelul V.1 au fost stabiliți pe baza documentației prototipului și verificați prin măsurători efectuate în laborator, asigurând o referință comună pentru toate analizele prezentate în secțiunile următoare.

Fig. V.1 prezintă secțiunea transversală a MSEH analizate, utilizată atât în modelarea numerică, cât și în cadrul investigațiilor experimentale. Se evidențiază structura modulară a miezului statoric, realizată din TE cu CO, fiecare modul fiind asociat unui dinte statoric individual. Această abordare constructivă permite separarea clară a căilor de flux magnetic și o distribuție controlată a inducției în întrefier.

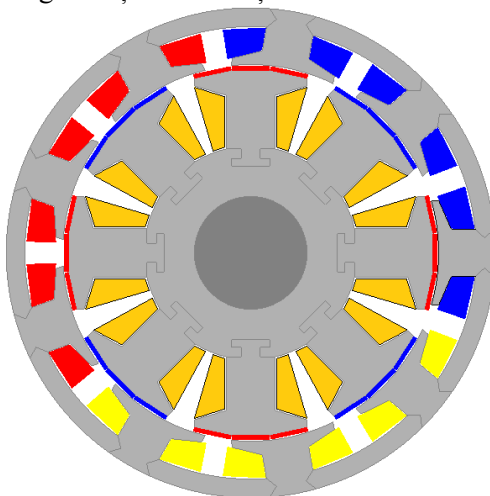


Fig. V.1. Secțiune transversală a MSEH 9/8 cu evidențierea segmentării miezului statoric

Caracteristicile constructive, geometrice și magnetice analizate în acest subcapitol definesc baza modelului numeric al MSEH în configurație 9/8, incluzând structura modulară a statorului realizat din TE cu CO, arhitectura rotorului cu magneți permanenți din NdFeB și înfășurarea de excitație alimentată în curent continuu, distribuția simetrică a înfășurărilor statorice și introducerea caracteristicilor $B(H)$ reale ale materialelor în modelul de calcul. Prin aceste elemente sunt stabilite condițiile necesare pentru descrierea coerentă a comportamentului electromagnetic al mașinii, atât din perspectiva distribuției câmpului magnetic și a nivelurilor locale de inducție, cât și din perspectiva pierderilor în fier și a răspunsului în regim de generator, constituind astfel suportul analizei numerice și al corelării ulterioare cu rezultatele experimentale.

Tabelul V.1. Dimensiunile principale și parametrii nominali ai MSEH [66]

Categorie	Parametru	Simbol	Unitate	Valoare
Date nominale de funcționare	Putere nominală	P_n	kW	3
	Turație de bază	n_n	min^{-1}	750
	Tensiune de linie	U_L	V	150
	Curent de linie	I_L	A	13
	Curent de excitație	I_{ex}	A	1
	Factor de putere	$\cos \varphi$	–	0,9
Dimensiuni constructive	Lungime activă	L_a	mm	80
	Diametru exterior stator	D_{se}	mm	250
	Diametru interior stator	D_{si}	mm	200
	Număr creștături statorice	Z	–	9
	Lățime dinte statoric	b_d	mm	25
	Grosimea întrefierului	δ	mm	0,5
	Număr poli rotorici	$2p$	–	8
	Lățime pol rotor	b_{pr}	mm	26
	Dimensiuni magnet	–	mm	$2 \times 20 \times 40$

V.2. Analiza numerică a funcționării în regim de generator

Analiza regimului de funcționare ca generator pentru MSEH are ca obiectiv caracterizarea comportamentului electromagnetic în condițiile conversiei energiei mecanice în energie electrică, cu accent pe influența curentului de excitație asupra tensiunii induse și a distribuției fluxului magnetic. Acest regim de operare este de interes major pentru evaluarea performanțelor globale ale mașinii, deoarece permite investigarea stabilității câmpului magnetic din întrefier și a capacității de reglare a fluxului util, în corelație directă cu excitația aplicată rotorului.

V.2.1. Tensiunea indusă în regim de generator. Analiză spectrală

Variația tensiunilor de linie în regim de mers în gol, în funcție de poziția unghiulară mecanică a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex} , este prezentată în Fig. V.2.

Formele de undă ale tensiunilor de linie păstrează un caracter apropiat de cel sinusoidal pe întreg intervalul analizat, iar similitudinea acestora confirmă echilibrul electromagnetic al structurii investigate.

În ansamblu, rezultatele evidențiază o corelație clară între nivelul curentului de excitație, fluxul magnetic din întrefier și amplitudinea tensiunilor de linie.

Variația tensiunilor de linie în regim de funcționare la sarcină rezistivă, în funcție de poziția unghiulară mecanică a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex} , este prezentată în Fig. V.3.

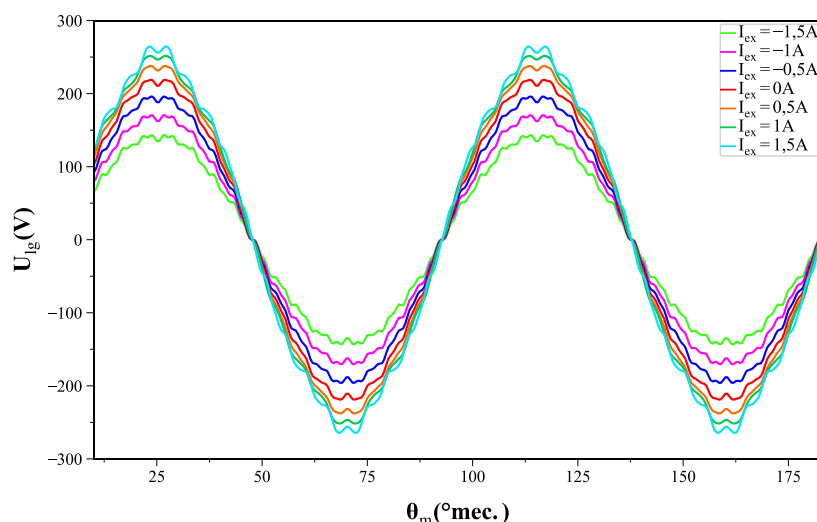


Fig. V.2. Formele de undă ale tensiunii de linie în regim de mers în gol, în funcție de poziția mecanică a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex}

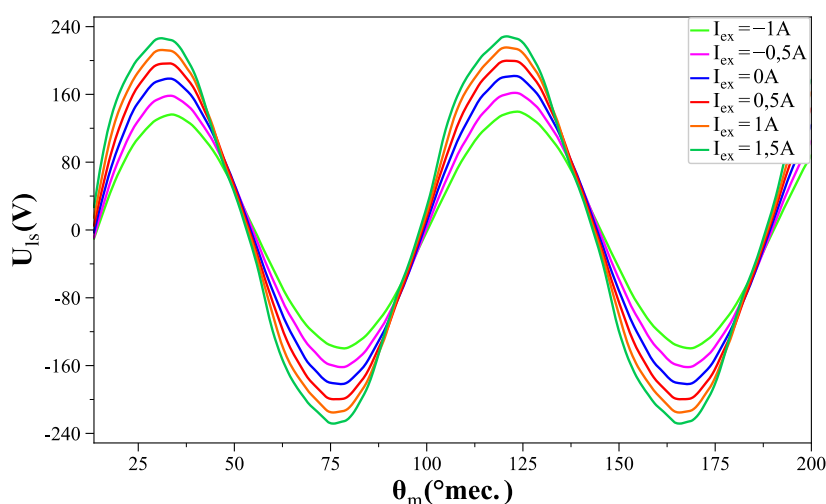


Fig. V.3. Formele de undă ale tensiunii de linie în regim de sarcină rezistivă, în funcție de poziția mecanică a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex}

Comparativ cu regimul de mers în gol, se constată o diminuare sistematică a amplitudinilor tensiunilor de linie, determinată de interacțiunea dintre câmpul magnetic principal și câmpul generat de curenții statorici. Reacția sarcinii conduce la o reducere a fluxului magnetic util din întrefier, influențând direct nivelul tensiunii disponibile la borne.

Formele de undă obținute în sarcină prezintă o simetrie bună și un caracter apropiat de cel sinusoidal pe întreg domeniul analizat al curentului de excitație.

Analiza armonică a tensiunilor de linie în regim de mers în gol, evidențiază influența directă a I_{ex} asupra amplitudinii componentei fundamentale și asupra distribuției armonicilor superioare. Componenta fundamentală este dominantă pe întreg domeniul analizat, crescând de la aproximativ 142 V pentru $I_{ex} = -1,5$ A la peste 253 V pentru $I_{ex} = +1,5$ A, variație determinată de modificarea fluxului magnetic din întrefier prin superpoziția câmpului magneților permanenți și a celui produs de înfășurarea de excitație.

Pentru o evaluare comparativă a distribuției armonicilor, Fig. V.4 și Fig. V.5 ilustrează structura spectrală a tensiunilor de linie pentru valorile investigate ale I_{ex} , evidențiind raportul dintre componenta fundamentală și armonicile superioare.

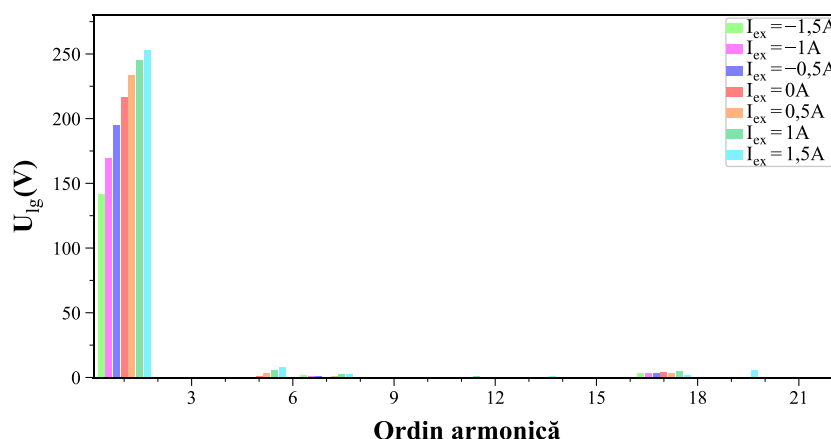


Fig. V.4. Analiza spectrală a amplitudinilor tensiunilor de linie în regim de mers în gol, pentru diferite valori ale I_{ex}

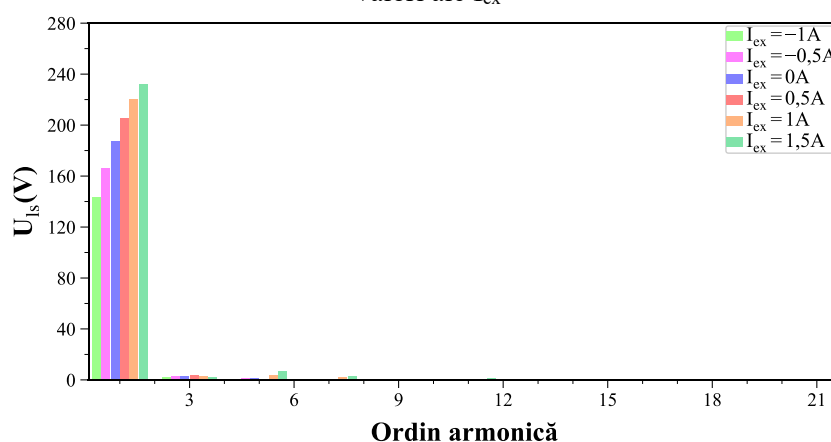


Fig. V.5. Analiza spectrală a amplitudinilor tensiunilor de linie în regim de sarcină, pentru diferite valori ale I_{ex}

Comparativ, mersul în gol este caracterizat prin niveluri mai ridicate ale unor armonici și o variație mai accentuată cu excitația, în timp ce în sarcină spectrul este mai compact, cu amplitudini reduse ale componentelor superioare. Această diferență este determinată de reacția indusului, care conduce la redistribuirea câmpului magnetic în întrefier și la atenuarea componentelor armonice. Aceste concluzii justifică analiza detaliată, în subsubcapitolul următor, a distribuției inducției magnetice în întrefier, a cuplului electromagnetic și a efectelor asociate interacțiunii câmpurilor magnetice în regim de generator.

V.2.2. Distribuția câmpului magnetic și caracteristicile cuplului electromagnetic în regim de generator

După caracterizarea tensiunilor induse și a conținutului armonic în regim de generator, analiza se extinde în mod firesc asupra câmpului magnetic din zona activă a mașinii și a efectelor acestuia asupra cuplului electromagnetic. Distribuția inducției magnetice în întrefier și în miezul feromagnetic constituie elementul fundamental care dictează atât nivelul tensiunii induse, cât și comportamentul mecanic al mașinii, influențând direct stabilitatea și undulațiile de cuplu.

Distribuția inducției magnetice în întrefier, corespunzătoare funcționării la mers în gol, este ilustrată în Fig. V.6, unde este reprezentată variația componentei normale a inducției magnetice de-a lungul întrefierului, pentru diferite valori ale I_{ex} . Rezultatele sunt raportate la poziția mecanică a rotorului, considerând drept referință cazul în care $I_{ex} = 0$ A.

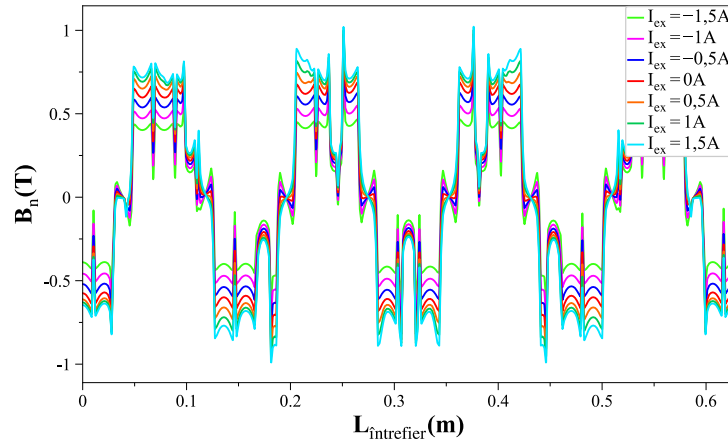


Fig. V.6. Inducția magnetică în întrefier, la funcționarea în gol, pentru I_{ex} în intervalul $-1,5 \text{ A} \dots +1,5 \text{ A}$

În ansamblu, rezultatele numerice evidențiază faptul că MSEH menține o distribuție uniformă și stabilă a inducției magnetice în întrefier, cu o variație a amplitudinii strict dependentă de I_{ex} . Această proprietate reprezintă o premisă esențială pentru controlul cuplului electromagnetic și pentru optimizarea performanțelor în regim de generator.

Distribuția inducției magnetice în întrefier, în regim de sarcină, este prezentată în Fig. V.7 pentru diferite valori ale I_{ex} , atât pozitive, cât și negative, raportate la situația de referință corespunzătoare lui $I_{ex} = 0 \text{ A}$. Forma generală a curbelor păstrează caracterul periodic observat în regimul de mers în gol, însă amplitudinile sunt diminuate ca urmare a reacției curentului de sarcină, care introduce o componentă de câmp opusă fluxului principal.

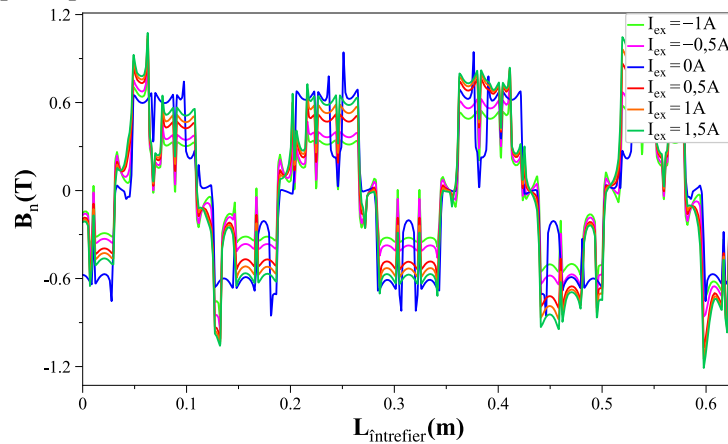


Fig. V.7. Inducția magnetică în întrefier, la funcționarea în sarcină, pentru I_{ex} în intervalul $-1 \text{ A} \dots +1,5 \text{ A}$

În ansamblu, rezultatele numerice indică faptul că MSEH își păstrează uniformitatea câmpului magnetic și controlabilitatea fluxului în întrefier și în condiții de sarcină, datorită contribuției reglabile a înfășurării de excitație. Această caracteristică este esențială pentru funcționarea în regim de generator, unde stabilitatea câmpului magnetic are un impact direct asupra undulațiilor de cuplu și asupra calității tensiunii generate.

Distribuția cuplului de lipire în funcție de poziția mecanică a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex} , este ilustrată în Fig. V.8. Acest tip de cuplu apare ca urmare a interacțiunii dintre variația reluctanței circuitului magnetic statoric și câmpul produs de magneții permanenți rotorici și reprezintă o componentă nedorită a momentului electromagnetic total, întrucât poate genera vibrații mecanice și zgomot, în special la turații reduse.

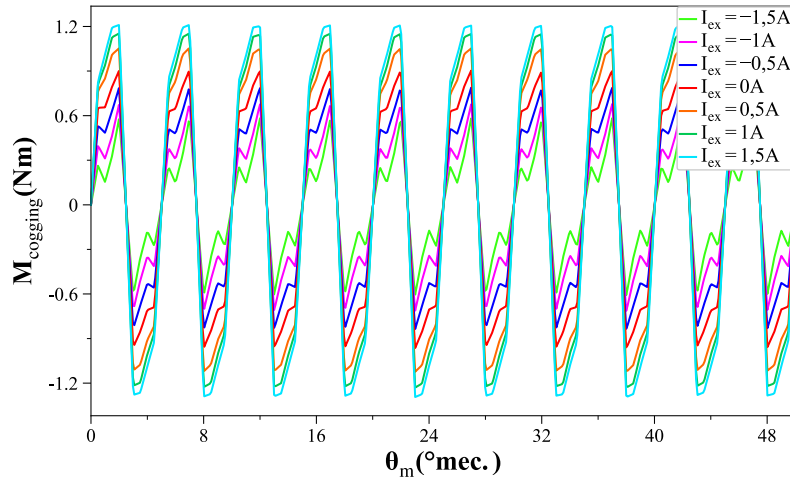


Fig. V.8. Variația cuplului de lipire, în funcție de poziția mecanică a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex}

Simetria și regularitatea curbelor evidențiază o distribuție uniformă a câmpului magnetic pe circumferința activă și confirmă coerența soluției constructive adoptate. Nivelul moderat al cuplului de lipire obținut pentru întreaga plajă ale I_{ex} indică o proiectare electromagnetică echilibrată, favorabilă funcționării stabile în regim de generator și reducerii solicitărilor mecanice.

Distribuția cuplului electromagnetic, în funcție de poziția unghiulară a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex} la funcționarea în regim de sarcină, este ilustrată în Fig. V.9. Valorile medii ale cuplului sunt negative pentru toate cazurile analizate, aspect explicabil prin convenția de semn adoptată pentru regimul de generator, în care momentul electromagnetic se opune cuplului mecanic furnizat de sistemul de antrenare.

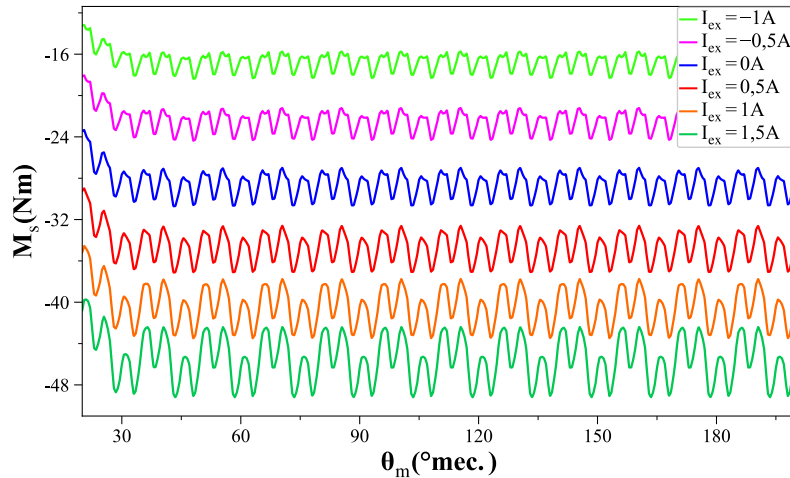


Fig. V.9. Variația cuplului electromagnetic, în regim de sarcină, în funcție de poziția mecanică a rotorului, pentru diferite valori ale I_{ex}

Rezultatele evidențiază o corelație clară între I_{ex} și cuplul electromagnetic dezvoltat, confirmând rolul excitației hibride în reglarea eficientă a regimului de generator. Controlul I_{ex} permite astfel ajustarea nivelului de cuplu și a puterii generate, fără apariția unor instabilități semnificative sau a unor ondulații excesive ale momentului electromagnetic.

Distribuțiile câmpului magnetic prezentate în Fig. V.10 permit o evaluare detaliată a modului în care I_{ex} influențează nivelul de magnetizare al miezului feromagnetic și gradul de utilizare a materialului activ. Compararea celor trei regimuri evidențiază variații semnificative ale densității de flux, atât din punct de vedere al valorilor maxime, cât și al extinderii zonelor cu inducție ridicată.

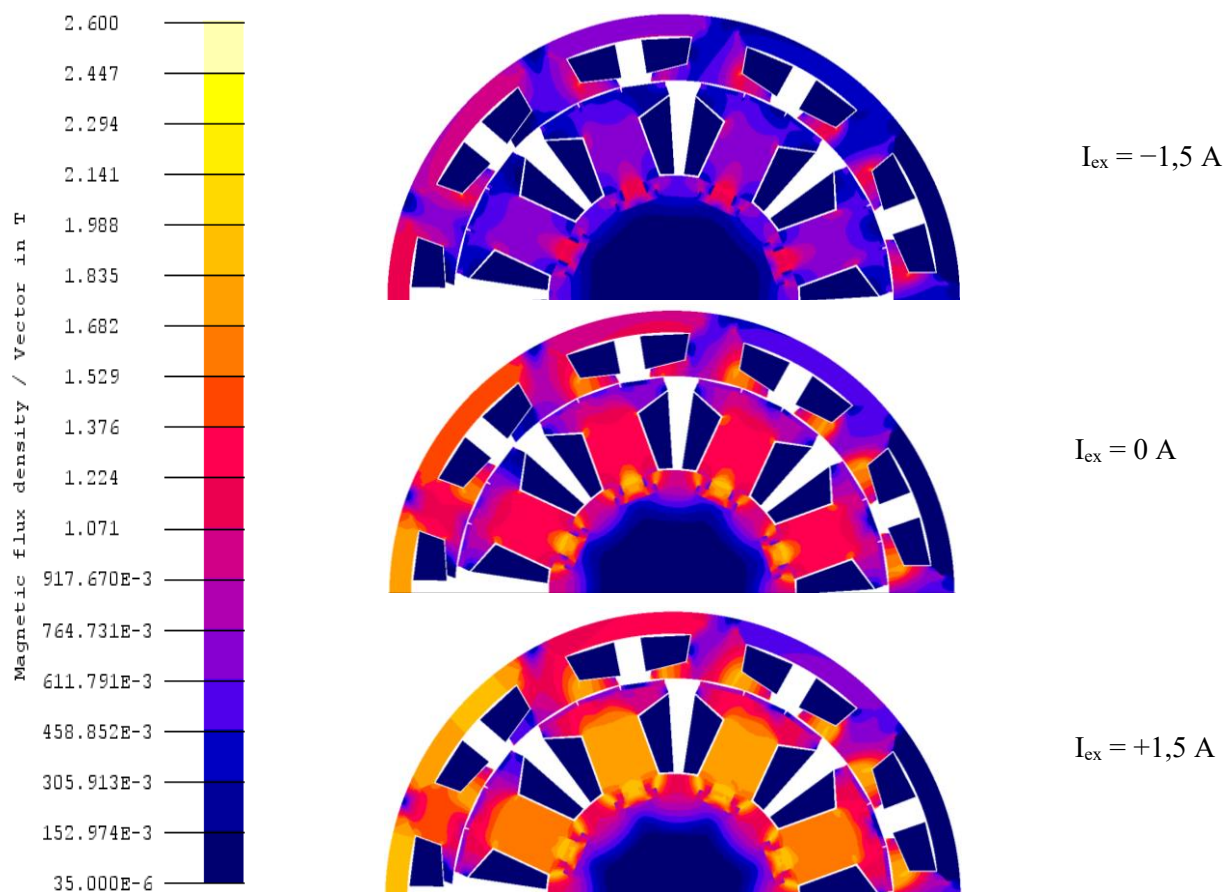


Fig. V.10. Distribuția inducției magnetice în miezul feromagnetic, pentru funcționarea la mers în gol, la diferite valori ale I_{ex}

Prin analiza comparativă a celor trei cazuri se evidențiază faptul că prezența I_{ex} permite modificarea nivelului mediu al inducției magnetice în miez cu peste 40–50 %, de la regimuri slab magnetizate (subexcitație) până la regimuri intens magnetizate (supraexcitație). Această plajă largă de control reflectă posibilitatea reglării contribuției relative a câmpului produs de magneții permanenți și a celui creat de înfășurarea de excitație, caracteristică ce poate fi descrisă prin **gradul de hibridizare** al mașinii. În acest sens, gradul de hibridizare exprimă capacitatea sistemului de excitație hibridă de a modifica nivelul fluxului magnetic util prin variația I_{ex} , fără intervenții constructive și fără degradarea distribuției câmpului magnetic.

În concluzie, rezultatele obținute din analiza câmpului magnetic arată că MSEH asigură un control eficient, predictibil și stabil al fluxului magnetic, permițând atât funcționarea în regim de slăbire a fluxului, cât și exploatarea controlată a zonei de saturație, cu impact direct asupra reglajului tensiunii induse, al cuplului electromagnetic și al pierderilor în fier.

V.3. Validarea experimentală a funcționării mașinii în regim de generator

Subcapitolul de față este dedicat analizei experimentale a MSEH, având drept scop principal verificarea concordanței dintre rezultatele numerice și comportamentul real al prototipului. Se urmărește evaluarea influenței I_{ex} asupra fluxului magnetic, tensiunilor induse și cuplului electromagnetic, atât în regim de mers în gol, cât și în regim de funcționare în sarcină.

Pentru realizarea acestei etape, a fost proiectat și construit un prototip experimental complet, care reproduce fidel arhitectura electromagnetică analizată numeric. Prototipul este integrat într-un stand de testare dedicat, ce permite controlul precis al turației, al I_{ex} și al sarcinii electrice, precum și achiziția

sincronizată a mărimilor electrice și mecanice relevante. Această abordare experimentală permite nu doar validarea rezultatelor obținute prin simulare, ci și identificarea limitărilor practice ale topologiei hibride și a domeniilor optime de funcționare.

V.3.1. Modelul experimental și standul de testare

Prototipul experimental a fost realizat respectând geometria activă, structura electromagnetică și materialele utilizate în modelul numeric, asigurând astfel continuitatea metodologică între analiza teoretică și validarea experimentală.

În Fig. V.11 este prezentată diferența constructivă dintre rotorul cu excitație hibridă și un rotor cu excitație pur electromagnetică, lipsit de magneți permanenți. Diferențele dintre cele două soluții sunt relevante atât din punct de vedere structural, cât și din perspectiva comportamentului electromagnetic în regim de generator.



Fig. V.11. Comparație constructivă între rotorul cu excitație hibridă și rotorul cu excitație pur electromagnetică

Statorul prototipului, ilustrat în Fig. V.12, este realizat dintr-un pachet de tole cu CO, selectate în mod deliberat pentru a valorifica permeabilitatea magnetică ridicată pe direcția de laminare și pentru a reduce pierderile prin histerezis și curenți turbionari în regim de funcționare continuă.

Carcasa statorică, realizată din aluminiu, îndeplinește un rol dublu: pe de o parte, conferă rigiditate mecanică ansamblului și asigură stabilitatea geometrică a pachetului de tole și a înfășurărilor în timpul funcționării la turații ridicate; pe de altă parte, contribuie la disiparea căldurii generate în înfășurări și în miezul feromagnetic, facilitând funcționarea în regim staționar fără depășirea limitelor termice admisibile.

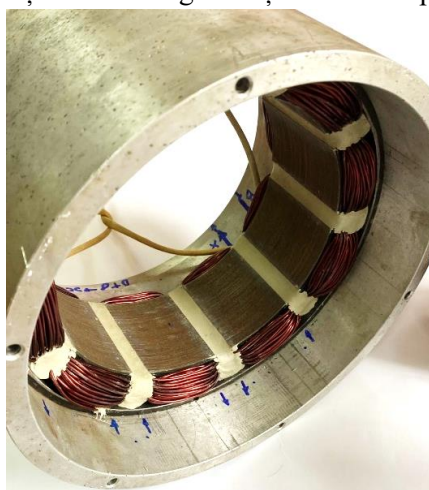


Fig. V.12. Structura statorică a prototipului experimental realizată din tole cu CO, înfășurări trifazate concentrate și carcasă din aluminiu

În ansamblu, structura statorică a prototipului respectă fidel ipotezele de proiectare utilizate în analiza numerică, atât din punct de vedere electromagnetic, cât și mecanic. Această corespondență este esențială pentru validarea corectă a modelelor dezvoltate și pentru interpretarea rezultatelor experimentale obținute ulterior, în special în ceea ce privește influența I_{ex} asupra tensiunilor induse în regim de generator.

Alimentarea înfășurării de excitație rotorică se realizează prin intermediul unui redresor fix, utilizând un autotransformator variabil care permite reglarea continuă a mărimii I_{ex} într-un interval simetric față de valoarea nulă.

Pentru funcționarea în regim de sarcină, MSEH este conectată la un reostat R_s prin intermediul unei punți redresoare cu șase diode, configurație care asigură atât atingerea curentului nominal pe fazele statorice, cât și variația controlată a nivelului de sarcină. Utilizarea redresorului conduce la un regim de funcționare nesinusoidal, caracterizat prin deformarea tensiunilor și curenților, aspect esențial în analiza comportamentului real al sistemului. În Fig. V.13 este prezentată schema bloc a montajului experimental, în care sunt evidențiate principalele componente în ceea ce privește lanțul de conversie electromecanică (MA = mașină antrenare), circuitul de sarcină redresată și ramura de excitație în curent continuu, precum și punctele de măsurare asociate.

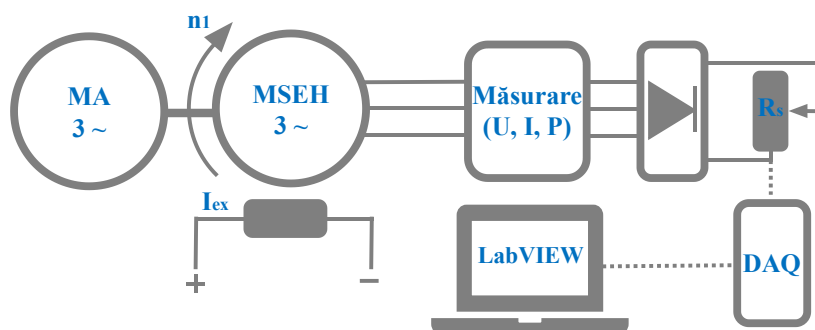


Fig. V.13. Blocul schematic simplificat al montajului experimental

Achiziția mărimilor electrice este realizată prin intermediul unei plăci de achiziție National Instruments (DAQ), integrată într-un sistem de monitorizare și prelucrare a datelor bazat pe platforma LabVIEW. Sistemul permite înregistrarea sincronizată a tensiunilor la bornele generatorului și curenților pe faze, condiție necesară pentru analiza corectă a fenomenelor electromagnetice pentru corelarea rezultatelor experimentale cu cele obținute prin simulare numerică.

V.3.2. Tensiunea indusă în regim de generator. Analiza experimentală și evaluarea spectrală

Analiza experimentală a tensiunilor electromotoare a fost realizată atât în regim de mers în gol, cât și în sarcină, pentru mai multe valori ale I_{ex} , cu scopul de a evalua influența excitației hibride asupra amplitudinii tensiunilor induse, a calității formelor de undă și a conținutului armonic asociat.

Formele de undă ale tensiunii de linie U_{lg} și ale tensiunii de fază U_{fg} , corespunzătoare funcționării la mers în gol pentru $I_{ex} = 0$ A, sunt prezentate în Fig. V.14. Se observă că ambele tensiuni au un caracter periodic bine definit, apropiat de o formă sinusoidală, specifică funcționării unei mașini sincrone trifazate echilibrate. Peste componenta fundamentală este însă prezentă o ondulație de mică amplitudine, caracteristică topologiilor cu număr fracționar de creștături statorice și cu magneți permanenți, în care distribuția spațială a câmpului magnetic nu este perfect continuă.

Aceste deviații sunt asociate efectelor introduse de creștăturile statorice, distribuției discrete a înfășurărilor trifazate și nealinerii periodicității câmpului statoric și rotoric, impusă de raportul structural 9/8. Această necorelare geometrică conduce la apariția unor componente armonice suplimentare, care se manifestă printr-o ușoară ondulare a formei de undă a componentei fundamentale.

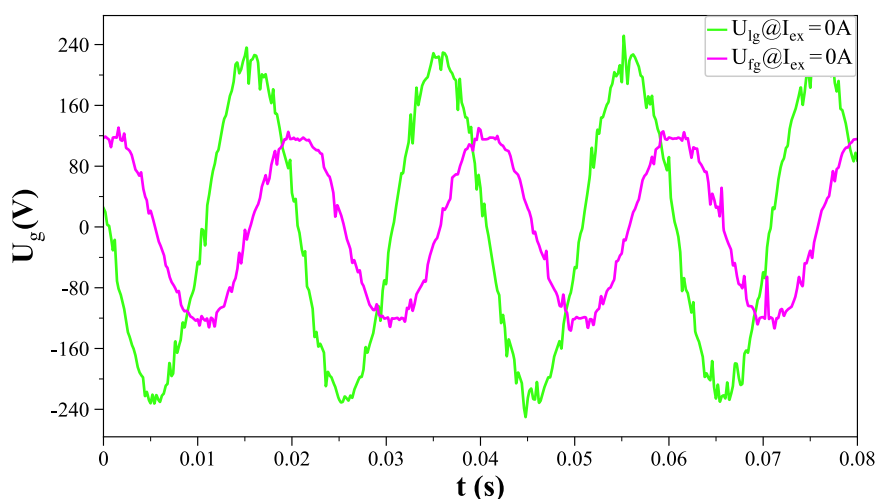


Fig. V.14. Amplitudinile tensiunii de linie (U_{lg}) și tensiunii de fază (U_{fg}) măsurate experimental, în regim de mers în gol, pentru $I_{ex} = 0$ A

Rezultatele obținute pentru $I_{ex} = 0$ A constituie un reper experimental esențial pentru analiza ulterioară a influenței excitării hibride.

Introducerea unui I_{ex} negativ determină trecerea progresivă a mașinii în regim de subexcitație, tranziție care se manifestă printr-o reducere evidentă a amplitudinii tensiunilor induse. Acest efect este ilustrat în Fig. V.15, unde se observă că valorile maxime ale tensiunii de linie scad până la aproximativ 150 V, iar cele ale tensiunii de fază se reduc la circa 85 V, în raport cu regimul de referință corespunzător excitației nule.

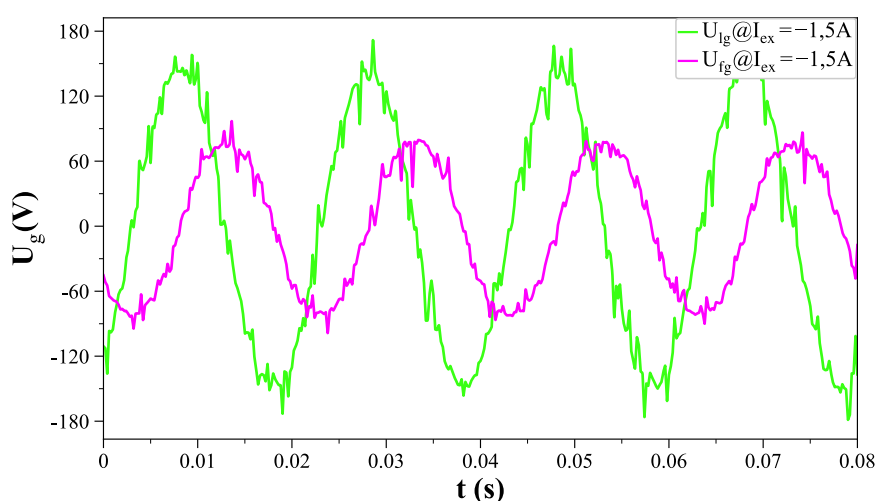


Fig. V.15. Amplitudinile tensiunii de linie (U_{lg}) și tensiunii de fază (U_{fg}) măsurate experimental, în regim de mers în gol, pentru $I_{ex} = -1,5$ A

La polul opus regimului de subexcitație, aplicarea unui I_{ex} pozitiv determină trecerea mașinii în regim de supraexcitație, caracterizat prin creșterea controlată a fluxului magnetic total din întrefier și, implicit, a tensiunilor induse. Acest comportament este ilustrat în Fig. V.16, unde se observă că amplitudinea tensiunii de linie crește până la aproximativ 260 V, iar tensiunea de fază atinge valori de ordinul a 150 V, depășind semnificativ nivelurile corespunzătoare regimului de excitație nulă.

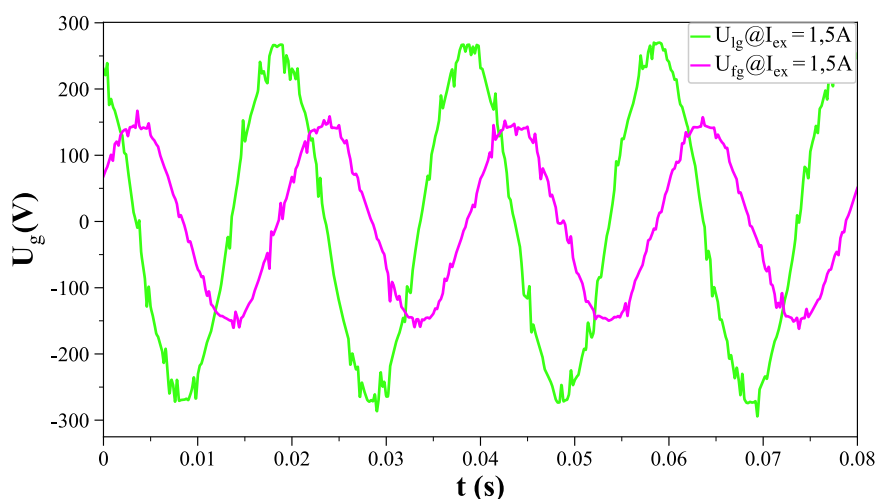


Fig. V.16. Amplitudinile tensiunii de linie (U_{lg}) și tensiunii de fază (U_{fg}) măsurate experimental, în regim de mers în gol, pentru $I_{ex} = +1,5$ A

În regim de sarcină, tensiunile la bornele generatorului prezintă o reducere sistematică a amplitudinii față de funcționarea la gol, ca efect cumulat al reacției indusului și al căderilor interne de tensiune asociate circulației curenților statorici. Formele de undă ale tensiunii de linie și ale tensiunii de fază, corespunzătoare $I_{ex} = 0$ A, sunt ilustrate în Fig. V.17, unde se evidențiază o reducere clară a amplitudinilor. Această evoluție reflectă diminuarea fluxului magnetic util în întrefier sub acțiunea curenților statorici, fenomen caracteristic funcționării în sarcină a generatorului.

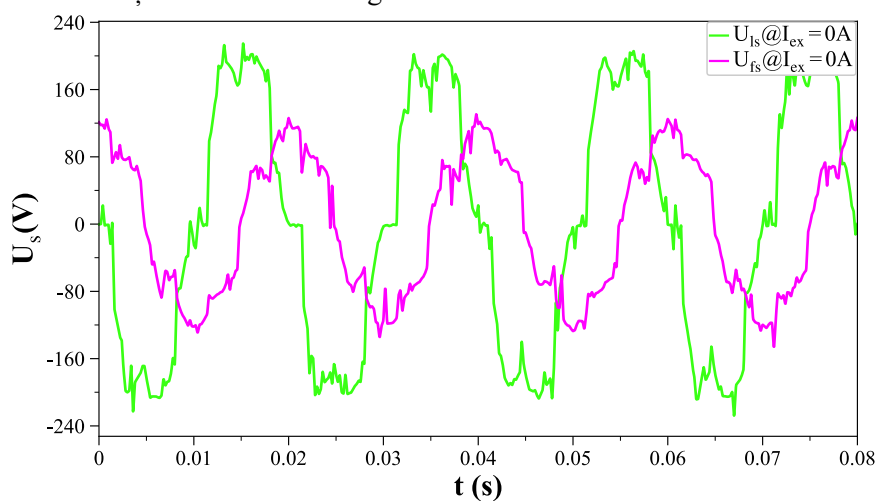


Fig. V.17. Amplitudinile tensiunii de linie (U_{ls}) și tensiunii de fază (U_{fs}) măsurate experimental, în regim de sarcină, pentru $I_{ex} = 0$ A

În condiții de funcționare în sarcină și subexcitație, formele de undă ale tensiunii de linie și ale tensiunii de fază, corespunzătoare unui $I_{ex} = -1,5$ A, sunt prezentate în Fig. V.18. Comparativ cu regimul de sarcină la excitație nulă, se observă o diminuare suplimentară a amplitudinilor tensiunilor induse, efect direct al reducerii fluxului magnetic total din întrefier prin opoziția câmpului de excitație față de fluxul magneților permanenți.

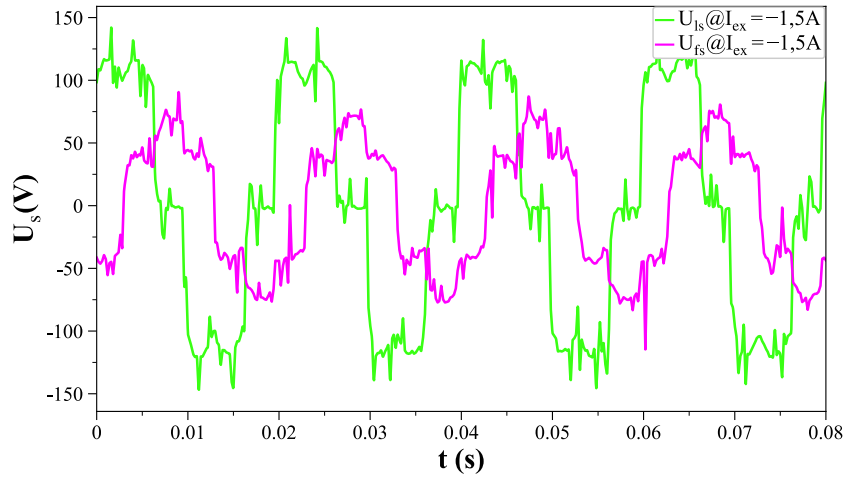


Fig. V.18. Amplitudinile tensiunii de linie (U_{ls}) și tensiunii de fază (U_{fs}) măsurate experimental, în regim de sarcină, pentru $I_{ex} = -1,5$ A

În regim de funcționare în sarcină aplicarea unui $I_{ex} = +1,5$ A conduce la creșterea semnificativă a tensiunilor induse la bornele generatorului, așa cum se evidențiază în Fig. V.19. Acest comportament este consecința cumulării fluxului magnetic generat de înfășurarea de excitație cu fluxul furnizat de magneții permanenți, rezultând o intensificare a inducției magnetice în întrefier și, implicit, a tensiunilor la bornele generatorului.

Regimul analizat pentru $I_{ex} = +1,5$ A evidențiază capacitatea generatorului de a furniza tensiuni ridicate în condiții de sarcină, fiind relevant pentru aplicații care impun compensarea căderilor de tensiune sau adaptarea nivelului tensiunii la variații ale sarcinii. Totodată, rezultatele confirmă faptul că supraexcitația poate fi utilizată controlat, fără degradarea semnificativă a calității formelor de undă, constituind o componentă esențială a flexibilității operaționale oferite de topologia cu excitație hibridă.

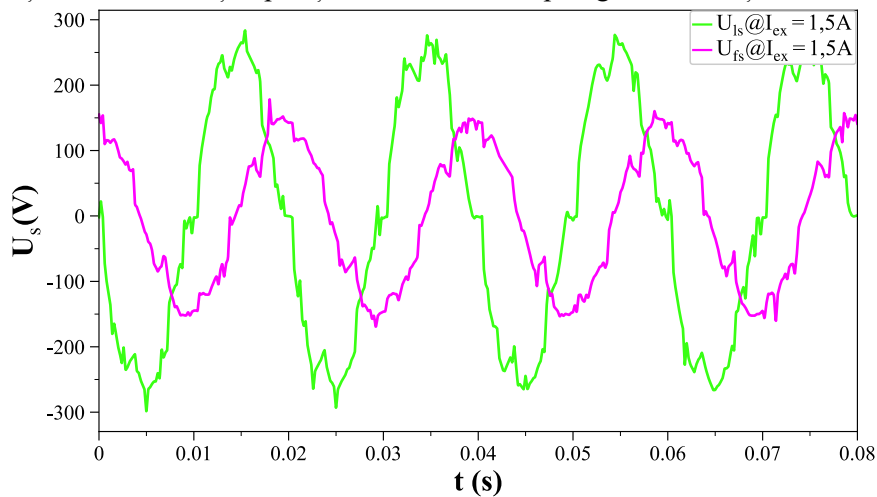


Fig. V.19. Amplitudinile tensiunii de linie (U_{ls}) și tensiunii de fază (U_{fs}) măsurate experimental, în regim de sarcină, pentru $I_{ex} = +1,5$ A

Analiza armonică a tensiunilor induse în regim de sarcină, sintetizată în Tabelul IV.3, Tabelul IV.4 și ilustrată grafic în Fig. V.20 și Fig. V.21, oferă informații esențiale privind calitatea formelor de undă și stabilitatea electromagnetică a prototipului în condiții reale de funcționare. Analiza spectrală permite o evaluare cantitativă riguroasă a influenței I_{ex} asupra conținutului armonic al tensiunilor de fază și de linie.

Pentru toate valorile I_{ex} investigate, fundamentală domină clar spectrul tensiunilor, atât în cazul tensiunilor de fază, cât și al celor de linie. Conform datelor din Tabelul V.2, amplitudinea componentei

fundamentale a tensiunii de fază crește de la aproximativ 82 V în regim de subexcitație ($I_{ex} = -1,5$ A) până la aproximativ 148 V în regim de supraexcitație ($I_{ex} = +1,5$ A). O evoluție similară se observă și pentru tensiunile de linie, prezentate în Tabelul IV.4 unde amplitudinea fundamentalei variază între aproximativ 146 V și 265 V pe același interval de excitație.

Tabelul V.2. Descompunerea armonică a tensiunii de fază în regim de sarcină în funcție de I_{ex}

Ordin armonică	-1,5 A	-1,0 A	-0,5 A	0 A	+0,5 A	+1,0 A	+1,5 A
1	81,76	98,79	113,10	125,57	135,21	143,10	148,13
3	3,37	4,54	5,50	4,79	2,63	2,35	2,00
5	0,37	0,54	0,86	1,98	2,45	3,19	3,42
7	0,98	0,88	0,47	0,32	0,51	0,48	0,64
9	0,67	0,65	0,67	0,46	0,62	0,58	0,53
11	0,56	0,21	0,26	0,36	0,38	0,71	1,12
13	0,22	0,19	0,17	0,49	0,28	0,32	0,72
15	2,02	1,71	1,06	1,26	1,31	0,69	0,21
17	2,54	2,67	2,51	2,38	1,76	1,59	1,78

Tabelul V.3. Descompunerea armonică a tensiunii de linie în regim de sarcină în funcție de I_{ex}

Ordin armonică	-1,5 A	-1,0 A	-0,5 A	0 A	+0,5 A	+1,0 A	+1,5 A
1	146,28	177,19	202,28	223,70	241,61	254,87	264,96
3	1,54	1,12	0,54	0,29	0,18	0,29	0,47
5	0,29	0,45	1,62	3,21	4,65	5,57	6,07
7	1,67	1,35	0,95	0,49	0,26	0,24	0,22
9	0,21	0,24	0,23	0,39	0,11	0,07	0,21
11	0,22	0,60	0,36	0,27	0,41	1,13	1,58
13	0,41	0,37	0,51	0,84	0,44	0,50	0,65
15	0,13	0,12	0,24	0,13	0,13	0,23	0,33
17	4,54	4,59	4,34	4,12	3,41	2,72	3,00

Această variație aproape proporțională a componentei fundamentale confirmă caracterul cvasi-liniar al dependenței tensiunii induse de fluxul total, respectiv de I_{ex} , comportament tipic mașinilor sincrone cu posibilitate de reglaj al fluxului. Rezultatele experimentale validează astfel mecanismul de control electromagnetic anticipat prin simulările numerice.

Armonicile de ordin superior (3, 5, 7, 9, 11, 13, 15 și 17) prezintă amplitudini mult mai reduse comparativ cu fundamentala, majoritatea situându-se sub 5 % din valoarea acesteia pentru întreg domeniul de excitație analizat. Din Fig. V.20 și Fig. V.21 se observă că spectrul este dominat net de componenta fundamentală, în timp ce armonicile superioare apar ca elemente secundare, fără impact semnificativ asupra formei globale a tensiunii.

În ansamblu, analiza spectrală confirmă fezabilitatea și eficiența conceptului de excitație hibridă, demonstrând capacitatea prototipului de a furniza tensiuni de calitate, cu nivel redus de distorsiune armonică, în condiții variate de funcționare la gol și în sarcină.

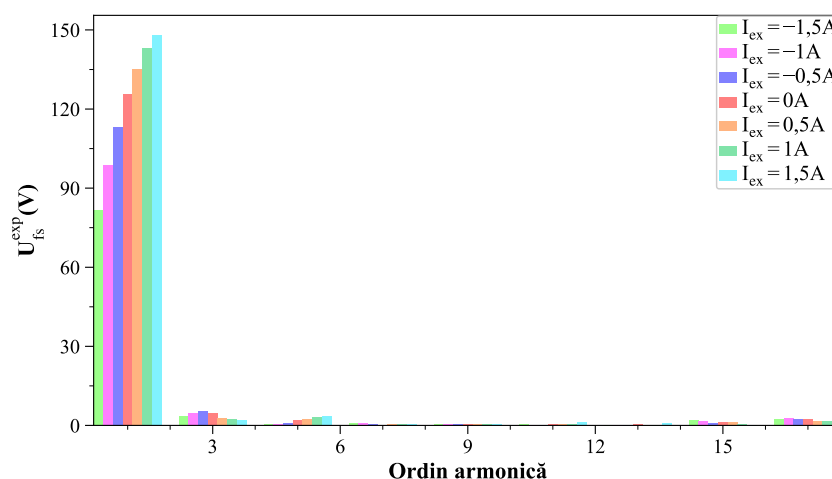


Fig. V.20. Spectrul armonic al tensiunii de fază, în regim de sarcină, pentru diferite valori ale I_{ex}

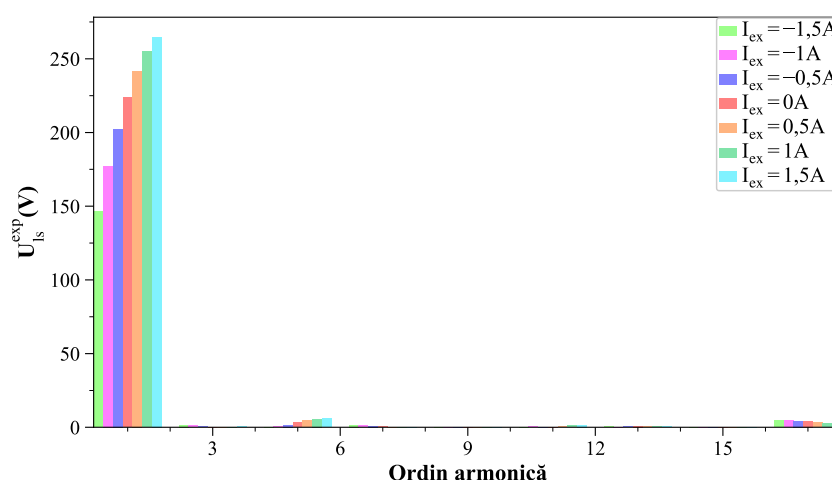


Fig. V.21. Spectrul armonic al tensiunii de linie, în regim de sarcină, pentru diferite valori ale I_{ex}

V.4. Trasarea caracteristicilor generatorului cu excitație hibridă

În Fig. V. 22 sunt reprezentate caracteristicile externe determinate prin modelare numerică, utilizând MEF, corespunzătoare variației controlate a curentului de sarcină pentru valorile analizate ale I_{ex} . În mod complementar, Fig. V. 23 prezintă caracteristicile externe obținute în urma determinărilor experimentale realizate pe prototip, în aceleași condiții de funcționare, ceea ce permite o analiză comparativă directă între rezultatele numerice și cele măsurate.

Pentru ambele seturi de rezultate se evidențiază o variație descrescătoare a tensiunii de linie odată cu creșterea curentului de sarcină, pe întreaga plajă analizată a I_{ex} . Această evoluție este determinată de acțiunea cumulată a reacției indusului și a căderilor de tensiune pe impedențele statorice, care conduc la reducerea fluxului magnetic efectiv din întrefier și, implicit, a tensiunii induse.

Se observă abateri între cele două seturi de rezultate, mai evidente la curenți de sarcină ridicați, unde caracteristicile experimentale indică valori ale tensiunii ușor inferioare celor obținute numeric. Aceste diferențe sunt explicabile prin limitările modelului numeric, care se bazează pe o reprezentare bidimensională și nu include efectele de capăt, contribuția părților frontale ale înfășurărilor, variațiile locale ale caracteristicilor magnetice și pierderile suplimentare dependente de frecvență și de distribuția spațială a câmpului magnetic.

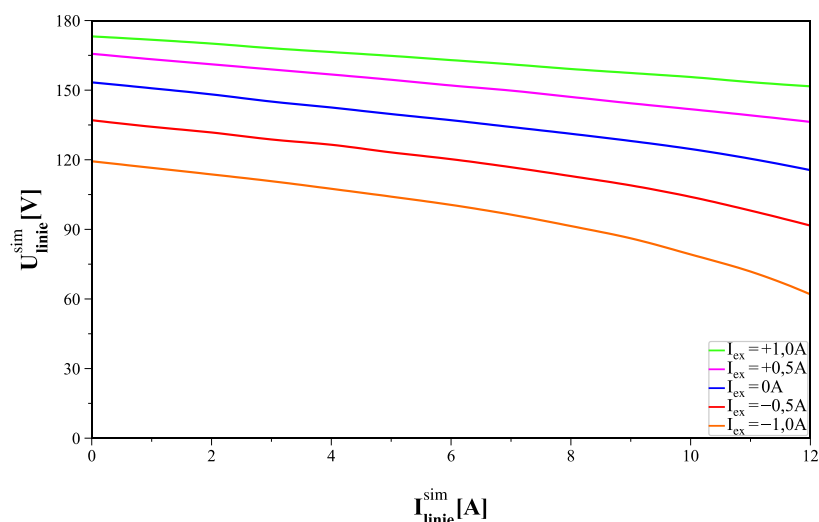


Fig. V. 22. Caracteristica externă a MSEH cu date provenite din simulările numerice

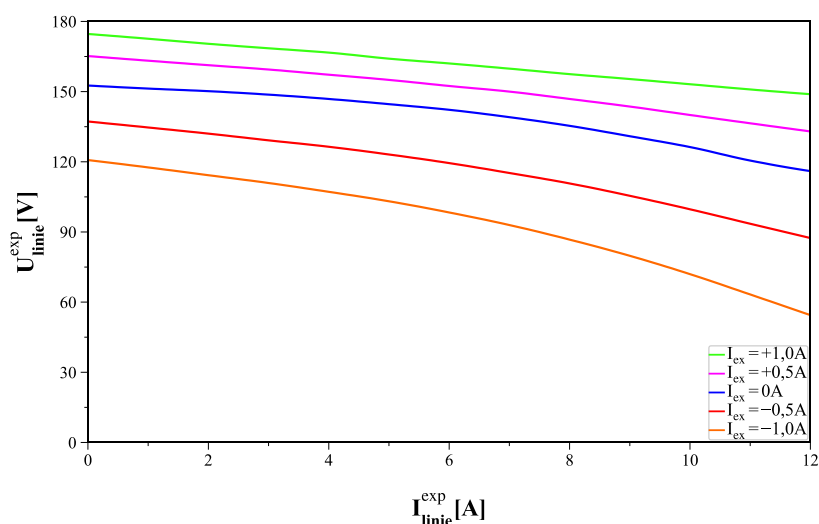


Fig. V. 23. Caracteristica externă a MSEH cu date provenite din testele experimentale

Caracteristicile de reglaj ale MSEH sunt prezentate comparativ în Fig. V. 24, pe baza rezultatelor obținute prin modelare numerică și prin determinări experimentale. Reprezentarea evidențiază variația I_{ex} în funcție de sarcină, menținând constantă tensiunea la bornele generatorului, pentru întreg domeniul analizat.

În Fig. V. 24 se evidențiază o dependență monoton crescătoare a I_{ex} în funcție de sarcină. Pentru valori reduse și medii ale sarcinii, variația este aproape liniară, în timp ce, la sarcini ridicate, creșterea I_{ex} devine mai accentuată. Această modificare a pantei este asociată creșterii efectului reacției indusului și manifestării saturației în circuitul magnetic, ceea ce impune o suplimentare a excitației pentru menținerea tensiunii generate la borne.

Compararea rezultatelor indică o suprapunere foarte bună a celor două caracteristici, atât din punct de vedere al formei, cât și al evoluției pe întreg intervalul analizat.

Caracteristicile de randament determinate experimental sunt prezentate în Fig. V. 25, pentru valorile investigate ale I_{ex} . Reprezentarea evidențiază variația randamentului η în funcție de puterea debitată în sarcină, pe întreaga plajă de funcționare analizată. Se observă că randamentul crește rapid în domeniul puterilor reduse, ca urmare a ponderii ridicate a pierderilor constante raportate la puterea utilă. Pe măsură ce puterea debitată crește, influența acestor pierderi se diminuează relativ, ceea ce conduce la o creștere accentuată a randamentului până în zona valorilor apropiate de maxim.

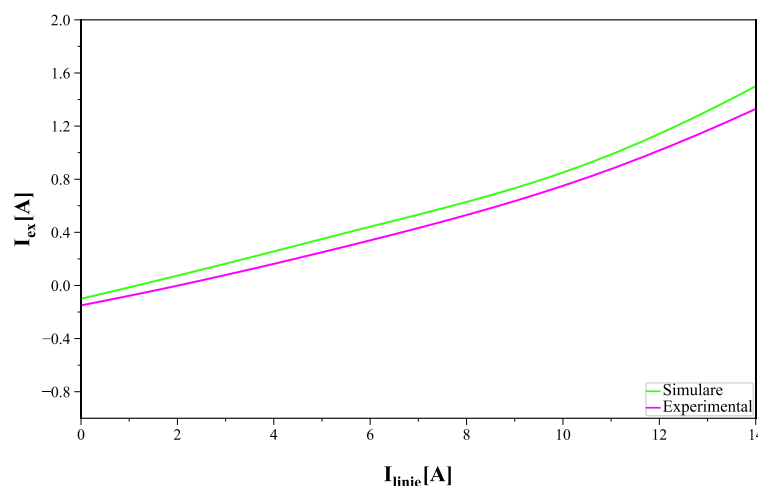


Fig. V. 24. Caracteristica de reglaj a MSEH pentru modelul numeric și experimental

Ansamblul rezultatelor experimentale evidențiază faptul că variația I_{ex} influențează într-o măsură limitată nivelul randamentului în zona optimă de funcționare, efectele fiind mai vizibile la sarcini reduse și în apropierea domeniului de puteri maxime.

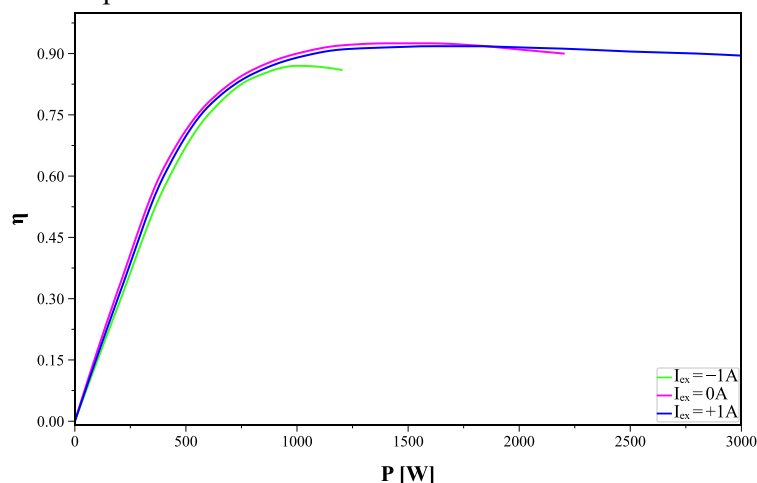


Fig. V. 25. Caracteristicile de randament ale MSEH pentru modelul experimental

V.5. Corelarea rezultatelor numerice și experimentale. Validarea modelului electromagnetic

În cele ce urmează este realizată o analiză comparativă între rezultatele obținute prin simulare numerică și cele determinate experimental pentru MSEH analizată, cu scopul evaluării gradului de concordanță dintre cele două abordări.

Corelarea rezultatelor numerice și experimentale

Prin corelarea rezultatelor obținute prin cele două abordări se confirmă capacitatea modelului numeric de a descrie cu acuratețe comportamentul electromagnetic global al MSEH, constituind o bază solidă pentru analiza detaliată a performanțelor și pentru posibile studii ulterioare de optimizare.

Discrepanțe între model și măsurători

Diferențele identificate între rezultatele obținute prin simulare numerică și cele determinate experimental sunt, în ansamblu, limitate ca mărime și se manifestă preponderent la nivelul valorilor absolute ale amplitudinilor, fără a afecta modul de variație al mărimilor analizate. În toate regimurile analizate, corelația dintre mărimile simulate și cele măsurate rămâne ridicată, ceea ce indică o reprezentare corectă a fenomenelor electromagnetice dominante de către modelul numeric.

Analiza erorilor de simulare și calibrarea modelului

Analiza erorilor de simulare evidențiază faptul că principalele abateri dintre rezultatele numerice și cele experimentale sunt generate de ipotezele simplificatoare inerente procesului de modelare. Una dintre sursele dominante de eroare este utilizarea unui model bidimensional, care nu permite captarea efectelor tridimensionale de capăt și a neuniformităților axiale ale câmpului magnetic, prezente inevitabil în prototipul real.

O altă sursă de incertitudine este reprezentată de aproximarea proprietăților magnetice ale materialelor feromagnetice prin curbe $B(H)$ mediate, care nu reflectă în totalitate variațiile locale ale caracteristicilor magnetice, dependența de direcția de laminare sau influența temperaturii.

Procesul de calibrare consolidează caracterul predictiv al simulărilor numerice și oferă încredere în utilizarea modelului pentru analiza altor regimuri de funcționare, inclusiv în afara celor investigate experimental.

Concluzii privind acuratețea modelului numeric

Analiza comparativă numeric-experimentală realizată în cadrul acestui subcapitol demonstrează că modelul electromagnetic dezvoltat oferă o reprezentare fidelă și coerentă a comportamentului MSEH. Concordanța dintre tendințele obținute prin simulare și cele evidențiate experimental validează ipotezele de modelare adoptate și confirmă capacitatea MEF de a descrie influența excitației hibride asupra fluxului magnetic, a tensiunilor induse și a cuplului electromagnetic, atât în regim de mers în gol, cât și în sarcină.

VI. Concluzii generale și direcții de cercetare viitoare

Prezenta teză de doctorat a avut ca obiectiv principal analiza, dezvoltarea și validarea unei MSEH, realizată într-o construcție modulară neconvențională, care îmbină avantajele magneților permanenți cu flexibilitatea unei înfășurări de excitație alimentate în curent continuu. Un element definitoriu al conceptului propus îl constituie utilizarea tolelor cu CO în realizarea miezurilor feromagnetice, precum și arhitectura modulară a ansamblului stator-rotor, concepută pentru controlul eficient al fluxului magnetic și pentru optimizarea performanțelor electromagnetice.

VI.1. Sinteza obiectivelor și a metodologiei aplicate

Obiectivul central al prezentei teze de doctorat a fost demonstrarea fezabilității, a corectitudinii funcționale și a avantajelor unei topologii de MSEH, concepută într-o structură constructivă modulară, în care fluxul magnetic total din întrefier poate fi reglat efectiv prin superpoziția controlată a două surse distincte.

Conceptul propus se distinge prin posibilitatea controlului continuu al nivelului de excitație, fără compromiterea densității de flux de bază și fără degradarea stabilității electromagnetice a mașinii.

Pentru atingerea obiectivului principal, demersul de cercetare a fost structurat etapizat, urmărind o succesiune logică a analizelor teoretice, numerice și experimentale, pornind de la analiza teoretică a topologiilor sincrone cu excitație mixtă și a mecanismelor de interacțiune dintre câmpurile magnetice suprapuse.

În continuare, a fost dezvoltat un model numeric detaliat, bazat pe MEF, care a permis investigarea distribuției câmpului magnetic, a tensiunilor induse și a cuplului electromagnetic în funcție de curentul de excitație aplicat.

Pentru confirmarea practică a rezultatelor teoretice și numerice, a fost proiectat și realizat un prototip experimental complet funcțional, care respectă geometria, materialele și principiile constructive ale modelului numeric.

Abordarea integrată, care a combinat analiza teoretică, simularea numerică avansată și validarea experimentală, a permis obținerea unei imagini complete și coerente asupra performanțelor și limitărilor conceptului de excitație hibridă într-o construcție modulară folosind miez feromagnetic din tole cu CO.

VI.2. Concluzii privind comportamentul electromagnetic al MSEH

Analiza aprofundată a comportamentului electromagnetic al MSEH a demonstrat în mod concludent capacitatea acestei topologii de a asigura un control extins, stabil și predictibil al fluxului magnetic în întrefier. Prin variația controlată a I_{ex} într-o plajă simetrică față de valoarea nulă, au fost identificate și caracterizate riguros regimurile de subexcitație, excitație nulă și supraexcitație, fiecare dintre acestea având un impact distinct asupra distribuției inducției magnetice, asupra tensiunilor induse și asupra cuplului electromagnetic dezvoltat.

În ansamblu, rezultatele obținute demonstrează că excitația hibridă oferă un mecanism eficient de reglare a fluxului magnetic într-o mașină sincronă în construcție modulară, permițând tranziții line și controlate între regimurile de subexcitație, excitație nulă și supraexcitație. Această capacitate de control activ al fluxului, confirmată atât numeric, cât și experimental, reprezintă un avantaj major față de topologiile sincrone clasice bazate exclusiv pe magneți permanenți sau exclusiv pe excitație pur electromagnetică și constituie unul dintre rezultatele esențiale ale prezentei teze.

VI.3. Concluzii privind tensiunile induse și calitatea formelor de undă

Analiza numerică și experimentală a tensiunilor generate de MSEH a evidențiat o dependență clară, stabilă și aproape liniară a amplitudinilor tensiunilor față de I_{ex} , atât în regim de mers în gol, cât și în condiții de funcționare în sarcină. Această evoluție confirmă în mod direct capacitatea conceptului de excitație hibridă de a permite reglarea efectivă a nivelului tensiunii generate prin controlul fluxului magnetic total din întrefier, fără a necesita modificări constructive sau soluții suplimentare de reglaj extern.

Din punct de vedere al calității formelor de undă, tensiunile de fază și de linie s-au dovedit a fi cvasi-sinusoidale pe întreaga plajă de excitație investigată, atât în regim de mers în gol, cât și în sarcină. Ondulațiile formelor de undă observate în semnalele măsurate sunt de amplitudine redusă și prezintă o evoluție regulată cu particularitățile constructive ale mașinii, fiind asociate în principal structurii statorului prevăzut cu creștături deschise, distribuției fracționare a înfășurărilor și raportului structural dintre numărul de creștături și numărul de poli.

În ansamblu, rezultatele obținute demonstrează că MSEH analizată asigură atât un control eficient al nivelului tensiunii induse, cât și o calitate ridicată a formelor de undă, pe întreaga plajă de funcționare investigată. Această combinație de flexibilitate și stabilitate electromagnetică reprezintă unul dintre avantajele fundamentale ale topologiei propuse și validează utilizarea excitației hibride ca soluție viabilă pentru aplicații de generatoare electrice în care sunt impuse cerințe stricte privind reglajul tensiunii și conținutul armonic.

VI.4. Concluzii privind cuplul electromagnetic și cuplul de lipire

Analiza numerică și experimentală a cuplului electromagnetic a evidențiat o corelație directă și coerentă între nivelul excitației rotorice și valoarea momentului electromagnetic dezvoltat de mașină în regim de generator. Pentru toate regimurile investigate, variația cuplului mediu confirmă relația fizică fundamentală dintre fluxul magnetic util din întrefier și puterea electromagnetică transferată, demonstrând capacitatea topologiei hibride de a regla activ nivelul de cuplu prin controlul fluxului total.

Oscilațiile locale ale cuplului electromagnetic, dependente de poziția unghiulară a rotorului, rămân limitate pe întreaga plajă de excitație analizată. Aceste ondulații sunt corelate cu structura discretă a circuitului magnetic, cu raportul structural dintre numărul de creștături statorice și numărul de poli rotorici, precum și cu prezența cuplului de lipire.

Cuplul de lipire, inherent interacțiunii dintre dinții statorici și magneții permanenți, prezintă o periodicitate clar determinată de structura 9/8 a mașinii analizate. Amplitudinea acestuia se menține la valori moderate pentru toate regimurile de excitație investigate, confirmând o proiectare electromagnetică adecvată și o optimizare eficientă a geometriei.

În ansamblu, analiza cuplului electromagnetic și a cuplului de lipire confirmă faptul că MSEH propusă asigură un comportament stabil, controlabil și predictibil din punct de vedere mecanic și electromagnetic. Capacitatea de reglare a fluxului fără influențe negative semnificative asupra cuplului de lipire reprezintă un avantaj distinct al conceptului propus și susține fezabilitatea utilizării acestei topologii în aplicații practice care necesită atât flexibilitate operațională, cât și fiabilitate pe termen lung. Prezența înfășurării de excitație devine deosebit de importantă în situațiile în care, ca urmare a creșterii temperaturii, magneții permanenți pot suferi procese de demagnetizare semnificative.

VI.5. Validarea modelului electromagnetic prin corelarea rezultatelor numerice și experimentale

Analiza comparativă numeric-experimentală realizată în cadrul acestei teze a evidențiat un nivel ridicat de concordanță între rezultatele obținute prin simulare și cele determinate experimental, confirmând validitatea modelului electromagnetic dezvoltat pentru MSEH. Atât în regim de mers în gol, cât și în sarcină, tendințele globale ale principalelor mărimi electromagnetice sunt reproduse de modelul numeric, ceea ce demonstrează capacitatea acestuia de a surprinde mecanismele fizice dominante ale funcționării reale.

Diferențele identificate între valorile absolute obținute numeric și cele măsurate experimental sunt, în general, moderate și nu afectează mărimile analizate. Aceste abateri pot fi explicate printr-o serie de factori inerenți, printre care se numără utilizarea unui model bidimensional, care nu surprinde efectele tridimensionale de capăt, toleranțele constructive ale prototipului, neuniformitățile reale ale întrefierului, precum și influența temperaturii asupra rezistențelor electrice și a caracteristicilor magnetice ale materialelor. În regim de supraexcitație, aceste diferențe devin ușor mai pronunțate, ca urmare a dificultății de a modela cu precizie saturația magnetică locală și pierderile suplimentare asociate.

În ansamblu, validarea numeric-experimentală confirmă faptul că modelul electromagnetic utilizat reprezintă un instrument fiabil și coerent pentru analiza MSEH. Acuratețea obținută este suficientă pentru evaluarea performanțelor, compararea diferitelor soluții constructive și extinderea conceptului către aplicații practice, susținând astfel atât valoarea științifică, cât și relevanța aplicativă a demersului de cercetare prezentat în această teză.

VI.6. Contribuții originale ale tezei

Contribuțiile originale ale acestei teze se înscriu în domeniul proiectării și analizei avansate a MSEH și vizează atât dezvoltarea conceptuală și metodologică, cât și validarea experimentală a soluțiilor propuse.

- Originalitatea demersului constă în abordarea integrată a unei topologii sincrone cu posibilitate de reglare a fluxului magnetic.
- Un prim aport important îl reprezintă definirea și analiza detaliată a unei structuri constructive modulare de MSEH.
- Utilizarea tolelor cu CO în realizarea pachetului statoric, în combinație cu o arhitectură rotorică capabilă să integreze simultan magneții permanenți și excitația electromagnetică reglabilă, constituie un element distinctiv al soluției investigate
- Dezvoltarea unui model numeric coerent, bazat pe MEF, capabil să surprindă influența curentului de excitație asupra distribuției câmpului magnetic, tensiunilor induse și cuplului electromagnetic, reprezintă o contribuție metodologică semnificativă.
- Un alt rezultat original al tezei este demonstrarea experimentală a posibilității de reglare a tensiunii induse pe o plajă largă de excitație, atât în regim de mers în gol, cât și în sarcină.
- Analiza armonică detaliată a tensiunilor de fază și de linie, corelată cu structura electromagnetică a mașinii și cu regimul de excitație, constituie o contribuție suplimentară relevantă.
- Validarea comparativă numeric-experimentală realizată pe baza unui prototip complet funcțional și a unui stand de testare dedicat confirmă fezabilitatea conceptului de excitație hibridă și consolidează caracterul predictiv al modelului numeric dezvoltat.

- Evidențierea avantajelor structurilor statorice modulare, caracterizate printr-o toleranță ridicată la defecte, posibilitatea realizării unor intervenții de mentenanță cu costuri reduse și flexibilitatea în alegerea materialelor feromagnetice utilizate în construcția miezului magnetic.
- Evaluarea influenței tipului de material feromagnetic utilizat, în cadrul geometriilor statorice analizate, asupra performanțelor energetice ale mașinilor electrice investigate.

Este important de subliniat că aceste contribuții au fost dezvoltate și validate în cadrul unui mediu academic colaborativ, beneficiind de sprijinul constant al colectivului Departamentului de Mașini Electrice. Direcțiile de cercetare abordate, metodele utilizate și interpretarea rezultatelor au fost discutate și rafinate în mod sistematic, o parte semnificativă a rezultatelor constituind baza unor lucrări științifice diseminate în cadrul comunității de specialitate.

VI.7. Limitări ale studiului și ale modelării utilizate

O primă limitare este legată de utilizarea unui model numeric bidimensional pentru analiza câmpului electromagnetic. Această abordare, larg utilizată în studiile de proiectare și analiză preliminară a mașinilor electrice, permite o evaluare eficientă a distribuției inducției magnetice și a mărimilor electromagnetice globale, însă nu surprinde efectele tridimensionale asociate zonelor de capăt ale mașinii.

O altă limitare a studiului este reprezentată de lipsa unei analize detaliate a regimurilor tranzitorii. Cercetarea s-a concentrat preponderent asupra regimurilor staționare, relevante pentru evaluarea comportamentului electromagnetic de bază și pentru validarea conceptului de excitație hibridă. Fenomenele tranzitorii, precum pornirea, variațiile rapide ale curentului de excitație, răspunsul dinamic la modificări de sarcină sau comportamentul în regimuri perturbate, nu au fost investigate în detaliu și pot constitui o direcție importantă de aprofundare.

De asemenea, influența temperaturii asupra caracteristicilor magnetice și electrice nu a fost modelată explicit. În condiții reale de funcționare, variațiile de temperatură pot afecta rezistențele înfășurărilor, caracteristicile magnetice ale materialelor feromagnetice și comportamentul magneților permanenți, conducând la modificări ale fluxului magnetic și ale tensiunilor generate.

Limitările identificate nu diminuează valoarea rezultatelor obținute și nici validitatea concluziilor formulate, ci reflectă constrângerile firești ale unui demers de cercetare orientat spre validarea unui concept inovator.

VI.8. Direcții de cercetare viitoare

O primă direcție importantă o reprezintă extinderea modelării electromagnetice către simulări tridimensionale complete.

O a doua direcție de cercetare vizează analiza regimurilor tranzitorii și a stabilității dinamice a mașinii cu excitație hibridă. Studiarea comportamentului la pornire ca motor, la variații rapide ale curentului de excitație, la modificări bruște ale sarcinii sau în condiții perturbate care ar permite evaluarea completă a performanțelor dinamice și ar contribui la definirea unor strategii de control robuste.

Optimizarea structurală a mașinii reprezintă, de asemenea, o direcție naturală de continuare a cercetării. Ajustarea parametrilor geometrici ai statorului și rotorului, rafinarea distribuției creștăturilor și a înfășurărilor sau utilizarea unor tehnici avansate de optimizare pot conduce la reducerea suplimentară a cuplului de lipire și a ondulațiilor de cuplu.

Un alt domeniu de interes îl constituie dezvoltarea și integrarea unor strategii avansate de control al excitației hibride. Controlul adaptiv al curentului de excitație, corelat condițiilor de funcționare ale mașinii, ar permite optimizarea în timp real a fluxului magnetic, a tensiunii generate și a randamentului global.

Eliminarea contactelor alunecătoare prin utilizarea unor sisteme de autoexcitare, împreună cu implementarea unor soluții de comandă wireless, reprezintă o direcție de cercetare cu potențial semnificativ pentru dezvoltările viitoare ale mașinilor electrice

Nu în ultimul rând, adaptarea conceptului de excitație hibridă pentru aplicații industriale și energetice reprezintă o direcție de cercetare cu relevanță practică majoră.

Prin urmare, direcțiile de cercetare viitoare identificate confirmă faptul că MSEH constituie un domeniu deschis și fertil pentru investigații suplimentare, cu un potențial semnificativ de dezvoltare atât în plan științific, cât și aplicativ.

VI.9. Concluzie generală

În ansamblu, rezultatele obținute în cadrul acestei teze demonstrează în mod convingător că MSEH reprezintă o soluție viabilă și performantă pentru aplicații moderne de conversie electromecanică, în care sunt necesare atât eficiența ridicată specifică magneților permanenți, cât și flexibilitatea oferită de reglarea efectivă a fluxului magnetic.

Prin abordarea integrată, care a combinat analiza teoretică, modelarea numerică avansată prin MEF și validarea experimentală riguroasă pe un prototip real, a fost demonstrată capacitatea sistemului de excitație hibridă de a controla precis nivelul fluxului magnetic din întrefier. Această capacitate se reflectă direct în controlul tensiunilor induse, în stabilitatea comportamentului electromagnetic și în menținerea unei calități ridicate a formelor de undă pe o plajă extinsă de funcționare, de la subexcitație la supraexcitație.

Rezultatele experimentale confirmă concordanța foarte bună cu predicțiile numerice, validând ipotezele de modelare și demonstrând relevanța MEF ca instrument de analiză și proiectare pentru acest tip de mașini electrice. Diferențele identificate între simulare și experiment sunt explicabile prin limitările inerente ale modelării și prin particularitățile constructive ale prototipului, fără a afecta concluziile generale privind fezabilitatea și performanțele conceptului propus.

Un element distinctiv al lucrării îl constituie analiza unei structuri constructive speciale, de tip modular, realizată din TE cu CO, care contribuie semnificativ la reducerea pierderilor magnetice și la îmbunătățirea distribuției câmpului în circuitul magnetic. Integrarea acestei soluții constructive cu o topologie de excitație hibridă consolidează caracterul inovator al lucrării și evidențiază potențialul de optimizare simultană a performanțelor electromagnetice și energetice.

Adoptarea variantelor constructive modulare în realizarea mașinilor electrice prezintă o serie de avantaje semnificative atât din punct de vedere tehnologic, cât și din perspectiva exploatarei și mentenanței. Structurarea miezului magnetic în elemente modulare permite realizarea și manipularea mai facilă a componentelor active, reducând complexitatea proceselor de fabricație și asamblare. În același timp, această abordare oferă o flexibilitate sporită în alegerea materialelor feromagnetice utilizate, fiecare modul putând fi realizat din materiale adaptate cerințelor locale ale circuitului magnetic.

Un alt avantaj important al structurilor modulare este toleranța ridicată la defecte. În cazul apariției unor defecte locale la nivelul înfășurărilor statorice, intervențiile de mentenanță pot fi realizate prin înlocuirea selectivă a modulelor afectate, fără demontarea completă a ansamblului statoric. Această caracteristică facilitează intervențiile asupra mașinii și contribuie la limitarea impactului defectelor locale asupra funcționării ansamblului.

În plus, topologiile modulare permit o adaptare mai ușoară a geometriei statorice la diferite configurații constructive și la diverse cerințe de performanță. Posibilitatea modificării independente a unor module facilitează explorarea unor soluții constructive alternative și optimizarea parametrilor electromagnetici ai mașinii. Din această perspectivă, arhitectura modulară constituie o bază adecvată pentru dezvoltarea unor concepte constructive inovatoare, oferind în același timp avantaje practice în ceea ce privește realizarea prototipurilor și implementarea unor soluții tehnologice avansate.

În concluzie, teza confirmă faptul că MSEH, în construcție specială și cu structură modulară, constituie o direcție solidă și promițătoare de dezvoltare în domeniul mașinilor electrice. Contribuțiile aduse oferă o bază științifică și experimentală robustă pentru continuarea cercetărilor, pentru optimizarea ulterioară a topologiei și pentru extinderea conceptului către aplicații industriale și energetice reale, în care cerințele de eficiență, flexibilitate și control sunt din ce în ce mai ridicate.

Bibliografie

- [1] P. Xiang, L. Yan, X. Liu, X. He, N. Du, and H. Wang, "Structural Topology Design for Electromagnetic Performance Enhancement of Permanent-Magnet Machines," *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, vol. 38, no. 1, p. 26, Mar. 2025, doi: 10.1186/s10033-025-01184-z.
- [2] K.-Y. Yoon and S.-T. Lee, "Performance Improvement of Permanent-Magnet-Synchronous Motors through Rotor Shape Optimization of Marine Blowing System with High-Speed Rotation," *Energies (Basel)*, vol. 16, no. 14, p. 5486, Jul. 2023, doi: 10.3390/en16145486.
- [3] A. T. Sankara Subramanian, P. Meenalochini, S. Suba Bala Sathiya, and G. Ram Prakash, "A review on selection of soft magnetic materials for industrial drives," *Mater. Today Proc.*, vol. 45, pp. 1591–1596, 2021, doi: 10.1016/j.matpr.2020.08.389.
- [4] F. Mahmouditabar and N. Baker, "A Review on the Effect of Electrical Steel Manufacturing Processes on the Performance of Electric Machines," *Energies (Basel)*, vol. 16, no. 24, p. 7954, Dec. 2023, doi: 10.3390/en16247954.
- [5] A. J. Moses, "Energy efficient electrical steels: Magnetic performance prediction and optimization," *Scr. Mater.*, vol. 67, no. 6, pp. 560–565, Sep. 2012, doi: 10.1016/j.scriptamat.2012.02.027.
- [6] A. Moses, P. Anderson, K. Jenkins, and H. Stanbury, *Electrical Steels - Volume 1: Fundamentals and basic concepts*. Institution of Engineering and Technology, 2019. doi: 10.1049/PBPO157F.
- [7] J. H. Schön, "Magnetic Properties," 2015, pp. 415–435. doi: 10.1016/B978-0-08-100404-3.00010-X.
- [8] M. Yamato and T. Kimura, "Magnetic Processing of Diamagnetic Materials," *Polymers (Basel)*, vol. 12, no. 7, p. 1491, Jul. 2020, doi: 10.3390/polym12071491.
- [9] P. Zacharias, "Magnetic Properties of Materials," in *Magnetic Components*, Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2022, pp. 81–124. doi: 10.1007/978-3-658-37206-4_3.
- [10] S. Tumanski, *Handbook of Magnetic Measurements*. CRC Press, 2016. doi: 10.1201/b10979.
- [11] S. J. Feng *et al.*, "Reduction of hysteresis loss in soft magnetic composites under transverse magnetic field," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 117, no. 12, Sep. 2020, doi: 10.1063/5.0014029.
- [12] Z. Birčáková, P. Kollár, J. Füzér, R. Bureš, and M. Fáberová, "Irreversible permeability and DC losses relationship for selected soft magnetic materials," *J. Phys. D Appl. Phys.*, vol. 51, no. 39, p. 395002, Oct. 2018, doi: 10.1088/1361-6463/aad820.
- [13] R. Taherian, "The Theory of Electrical Conductivity," in *Electrical Conductivity in Polymer-Based Composites: Experiments, Modelling and Applications*, Elsevier, 2019, pp. 1–18. doi: 10.1016/B978-0-12-812541-0.00001-X.
- [14] R. E. Hummel, *Electronic Properties of Materials*. New York, NY: Springer New York, 2011. doi: 10.1007/978-1-4419-8164-6.
- [15] S. Kasap, C. Koughia, and H. E. Ruda, "Electrical Conduction in Metals and Semiconductors," 2017, pp. 1–1. doi: 10.1007/978-3-319-48933-9_2.
- [16] R. Wesche, "High-Temperature Superconductors," 2017, pp. 1–1. doi: 10.1007/978-3-319-48933-9_50.
- [17] B. I. Halperin, G. Refael, and E. Demler, "RESISTANCE IN SUPERCONDUCTORS," *Int. J. Mod. Phys. B*, vol. 24, no. 20n21, pp. 4039–4080, Aug. 2010, doi: 10.1142/S021797921005644X.
- [18] W. J. Mercer and Y. A. Pashkin, "Superconductivity: the path of least resistance to the future," *Contemp. Phys.*, vol. 64, no. 1, pp. 19–46, Jan. 2023, doi: 10.1080/00107514.2023.2259654.
- [19] A. Bussmann-Holder and H. Keller, "High-temperature superconductors: underlying physics and applications," *Zeitschrift für Naturforschung B*, vol. 75, no. 1–2, pp. 3–14, Feb. 2020, doi: 10.1515/znb-2019-0103.

- [20] Z. Ahmad, "Polymer Dielectric Materials," in *Dielectric Material*, InTech, 2012. doi: 10.5772/50638.
- [21] B. Fan *et al.*, "Dielectric materials for high-temperature capacitors," *IET Nanodielectrics*, vol. 1, no. 1, pp. 32–40, Apr. 2018, doi: 10.1049/iet-nde.2018.0002.
- [22] R. Wrobel, P. H. Mellor, M. Popescu, and D. A. Staton, "Power loss analysis in thermal design of electrical machines," in *2015 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, IEEE, Mar. 2015, pp. 118–126. doi: 10.1109/WEMDCD.2015.7194519.
- [23] D. Rodriguez-Sotelo, M. A. Rodriguez-Licea, I. Araujo-Vargas, J. Prado-Olivarez, A.-I. Barranco-Gutiérrez, and F. J. Perez-Pinal, "Power Losses Models for Magnetic Cores: A Review," *Micromachines (Basel)*, vol. 13, no. 3, p. 418, Mar. 2022, doi: 10.3390/mi13030418.
- [24] P. Liang, Y. Tang, F. Chai, K. Shen, and W. Liu, "Calculation of the Iron losses in a Spoke-Type Permanent Magnet Synchronous In-Wheel Motor for Electric Vehicles by Utilizing the Bertotti Model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 55, no. 7, pp. 1–7, Jul. 2019, doi: 10.1109/TMAG.2019.2902164.
- [25] B. Koprivica and K. Chwastek, "Verification of Bertotti's Loss Model for Non-Standard Excitation," *Acta Phys. Pol. A*, vol. 136, no. 5, pp. 709–712, Nov. 2019, doi: 10.12693/APhysPolA.136.709.
- [26] W. A. Pluta, "PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review), Core loss models in electrical steel sheets with different orientation".
- [27] Chas. P. Steinmetz, "On the law of hysteresis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 72, no. 2, pp. 197–221, 1984, doi: 10.1109/PROC.1984.12842.
- [28] M. van der Geest, H. Polinder, J. A. Ferreira, and M. Christmann, "Power Density Limits and Design Trends of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machines," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 266–276, Oct. 2015, doi: 10.1109/TTE.2015.2475751.
- [29] J. Redlich, J. Juergens, K. Brune, and B. Ponick, "Synchronous machines with very high torque density for automotive traction applications," in *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, IEEE, May 2017, pp. 1–8. doi: 10.1109/IEMDC.2017.8002283.
- [30] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, 2017. doi: 10.1201/9781420014235.
- [31] B. D. Cullity and C. D. Graham, *Introduction to Magnetic Materials*. Wiley, 2008. doi: 10.1002/9780470386323.
- [32] J. M. D. Coey, *Magnetism and Magnetic Materials*. Cambridge University Press, 2001. doi: 10.1017/CBO9780511845000.
- [33] E. P. Furlani, "Permanent Magnet Applications," in *Permanent Magnet and Electromechanical Devices*, Elsevier, 2001, pp. 207–333. doi: 10.1016/B978-012269951-1/50005-X.
- [34] P. Puspitasari, A. Muhammad, A. A. Permanasari, T. Pasang, S. M. S. N. S. Zahari, and N. A. Ahmad, "In Search of Magnetic Properties of Samarium Cobalt (Sm₂Co₁₇) within a Low-Temperature Sintering Process," *Bulletin of Chemical Reaction Engineering & Catalysis*, vol. 16, no. 3, pp. 517–524, Sep. 2021, doi: 10.9767/bcrec.16.3.10482.517-524.
- [35] J. Huang, K. C. Yung, and D. T. C. Ang, "Magnetic properties of SmCo₅ alloy fabricated by laser sintering," *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 11282–11290, Jun. 2019, doi: 10.1007/s10854-019-01475-x.
- [36] K. J. Strnat, "Modern permanent magnets for applications in electro-technology," *Proceedings of the IEEE*, vol. 78, no. 6, pp. 923–946, Jun. 1990, doi: 10.1109/5.56908.
- [37] D. Egorov *et al.*, "Hysteresis Loss in NdFeB Permanent Magnets in a Permanent Magnet Synchronous Machine," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 1, pp. 121–129, Jan. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3050358.

- [38] R. Skomski and J. M. D. Coey, "Magnetic anisotropy — How much is enough for a permanent magnet?," *Scr. Mater.*, vol. 112, pp. 3–8, Feb. 2016, doi: 10.1016/j.scriptamat.2015.09.021.
- [39] T. T. Cong, T. N. Vu, G. Pinto, and V. D. Quoc, "Optimization Design of Surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motors Using Genetic Algorithms," *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, vol. 11, Jan. 2024, doi: 10.4108/ew.4864.
- [40] E. Carraro and N. Bianchi, "Design and comparison of interior permanent magnet synchronous motors with non-uniform airgap and conventional rotor for electric vehicle applications," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 8, no. 6, pp. 240–249, Jul. 2014, doi: 10.1049/iet-epa.2013.0240.
- [41] C. Bianchini *et al.*, "Effects of the Magnetic Model of Interior Permanent Magnet Machine on MTPA, Flux Weakening and MTPV Evaluation," *Machines*, vol. 11, no. 1, p. 77, Jan. 2023, doi: 10.3390/machines11010077.
- [42] A. NANDHA KUMAR and A. DHEEPANCHAKKRAVARTHY, "Design and Analysis of Interior Buried Permanent Magnet Synchronous Motor for Electric Vehicle Applications," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 23, no. 4, pp. 3–14, 2023, doi: 10.4316/AECE.2023.04001.
- [43] M. Clauer and A. Binder, "Investigation of permanent magnet synchronous machines with buried magnets and carbon fiber sleeve for automotive application," *e & i Elektrotechnik und Informationstechnik*, vol. 140, no. 2, pp. 302–313, Apr. 2023, doi: 10.1007/s00502-023-01131-7.
- [44] L. Lin, Y.-K. Li, H.-Y. Zhao, and S.-Q. Shi, "Flux-Weakening Control Research for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor in Electric Vehicle," in *Proceedings of the 2016 6th International Conference on Advanced Design and Manufacturing Engineering (ICADME 2016)*, Paris, France: Atlantis Press, 2016. doi: 10.2991/icadme-16.2016.78.
- [45] E. Carraro, N. Bianchi, S. Zhang, and M. Koch, "Design and Performance Comparison of Fractional Slot Concentrated Winding Spoke Type Synchronous Motors With Different Slot-Pole Combinations," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 54, no. 3, pp. 2276–2284, May 2018, doi: 10.1109/TIA.2018.2807382.
- [46] T. Wolnik, V. Styskala, and T. Mlcak, "Study on the Selection of the Number of Magnetic Poles and the Slot-Pole Combinations in Fractional Slot PMSM Motor with a High Power Density," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 1, p. 215, Dec. 2021, doi: 10.3390/en15010215.
- [47] Z. Q. Zhu, D. Wu, and X. Ge, "Investigation of Voltage Distortion in Fractional Slot Interior Permanent Magnet Machines Having Different Slot and Pole Number Combinations," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 31, no. 3, pp. 1192–1201, Sep. 2016, doi: 10.1109/TEC.2016.2553140.
- [48] Y. Liu, Z. Zhu, C. Gan, S. Brockway, and C. Hilton, "Comparison of optimal slot/pole number combinations in fractional slot permanent magnet synchronous machines having similar slot and pole numbers," *The Journal of Engineering*, vol. 2019, no. 17, pp. 4585–4589, Jun. 2019, doi: 10.1049/joe.2018.8202.
- [49] M.-V. Juan A., *Power System Transients*. CRC Press, 2017. doi: 10.1201/9781420065305.
- [50] Alecsandru Simion, *Mașini electrice. Volumul al IV-lea: Mașina de curent continuu*. 2017.
- [51] A. Simion, *Mașini electrice. Volumul al II-lea: Mașina sincronă*. Iași: Editura Gheorghe Asachi, 2003.
- [52] A. Simion, *Mașini electrice. Volumul I: Transformatoare electrice*. Iași: Editura Gheorghe Asachi, 2000.
- [53] A. Munteanu, I. Nastas, A. Simion, L. Livadaru, B. Virlan, and I. Nacu, "A New Topology of Fractional-Slot Concentrated Wound Permanent Magnet Synchronous Motor with Grain-Oriented Electric Steel for Stator Laminations," in *2021 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*, IEEE, Oct. 2021, pp. 349–352. doi: 10.1109/SIELMEN53755.2021.9600382.

- [54] I. Nastas, A. Munteanu, B. Virlan, A. Simion, L. Livadaru, and I. Nacu, "Comparative Analysis of Fractional Slot Concentrated Wound PerIon, N., Adrian, M., Bogdan, V., Alecsandru, S., Leonard, L., & Ionut, N. (2022). Comparative Analysis of Fractional Slot Concentrated Wound Permanent Magnet Synchronous Machines with Different," in *EPE 2022 - Proceedings of the 2022 12th International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering*, 2022. doi: 10.1109/EPE56121.2022.9959788.
- [55] G. Mörée and M. Leijon, "Simplified Current-Equivalent Circuit Models of Synchronous Reluctance Machines and Salient Pole Synchronous Machines Considering the Reluctance Torque," *Energies (Basel)*, vol. 17, p. 1015, Mar. 2024, doi: 10.3390/en17051015.
- [56] Gogu Mircea and Emil Teodoru, "Maşini electrice," Iaşi, 2000.
- [57] I. Nastas, B. Virlan, A. Munteanu, A. Simion, L. Livadaru, and I. Nacu, "A Study of a Fractional Slot Concentrated Wound Permanent Magnet Synchronous Motor with Grain Oriented Electric Steel Lamination for Modular Stator Geometry," in *2023 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*, IEEE, Oct. 2023, pp. 1–5. doi: 10.1109/SIELMEN59038.2023.10290811.
- [58] S. Xue, J. Feng, S. Guo, J. Peng, W. Q. Chu, and Z. Q. Zhu, "A New Iron Loss Model for Temperature Dependencies of Hysteresis and Eddy Current Losses in Electrical Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 54, no. 1, pp. 1–10, Jan. 2018, doi: 10.1109/TMAG.2017.2755593.
- [59] S. M. Plotnikov, "Determination of Eddy-Current and Hysteresis Losses in the Magnetic Circuits of Electrical Machines," *Measurement Techniques*, vol. 63, no. 11, pp. 904–909, Feb. 2021, doi: 10.1007/s11018-021-01866-9.
- [60] Z. Q. Zhu and S. Cai, "Hybrid excited permanent magnet machines for electric and hybrid electric vehicles," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, vol. 3, no. 3, pp. 233–247, Sep. 2019, doi: 10.30941/CESTEMS.2019.00032.
- [61] S. Hlioui *et al.*, "Hybrid Excited Synchronous Machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 58, no. 2, pp. 1–10, Feb. 2022, doi: 10.1109/TMAG.2021.3079228.
- [62] S. Asfirane, S. Hlioui, Y. Amara, and M. Gabsi, "Study of a Hybrid Excitation Synchronous Machine: Modeling and Experimental Validation," *Mathematical and Computational Applications*, vol. 24, no. 2, p. 34, Mar. 2019, doi: 10.3390/mca24020034.
- [63] G. Mörée and M. Leijon, "Overview of Hybrid Excitation in Electrical Machines," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 19, p. 7254, Oct. 2022, doi: 10.3390/en15197254.
- [64] S. Asfirane, S. Hlioui, Y. Amara, and M. Gabsi, "Study of a Hybrid Excitation Synchronous Machine: Modeling and Experimental Validation," *Mathematical and Computational Applications*, vol. 24, no. 2, p. 34, Mar. 2019, doi: 10.3390/mca24020034.
- [65] P. Prajzencanc and P. Paplicki, "Performance Evaluation of an Axial Flux Machine with a Hybrid Excitation Design," *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 8, p. 2733, Apr. 2022, doi: 10.3390/en15082733.
- [66] A. Munteanu, B. Virlan, L. Livadaru, I. Nastas, I. Nacu, and A. Simion, "Finite Element Analysis and Experimental Tests of a Series Hybrid Excitation Synchronous Machine," in *2025 International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP) & 2025 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, IEEE, May 2025, pp. 1–7. doi: 10.1109/OPTIM-ACEMP62776.2025.11075269.