

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Інститут електродинаміки
Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Ісаєв Євген Вікторович

УДК 621.313.84 : 531.383

ДИСЕРТАЦІЯ

Втрати в безпазових магнітоелектричних машинах

141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

Дисертація містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело

Є.В. Ісаєв

Науковий керівник Петухов Ігор Сергійович, доктор технічних наук

Київ – 2026

АНОТАЦІЯ

Ісаєв Є.В. Втрати в безпазових магнітоелектричних машинах – кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». – Інститут електродинаміки, НАН України, Київ, 2026.

В дисертаційній роботі розв'язано актуальні наукові та практичні задачі з проблеми розробки та проектування безпазових магнітоелектричних двигунів з масивним ярмом статора а також таких двигунів з двома обертовими ярмами, що використовуються у електроприводі спеціального призначення.

Електричні машини зі збудженням поля від постійних магнітів в теперішній час є найпоширенішими електричними машинами в діапазоні потужності від мікромашин до двигунів транспортних засобів, в тому числі електробусів і, навіть, суден. Принцип збудження поля в таких машинах став підґрунтям для терміну «магнітоелектричні машини», що започатковано в роботах Інституту електродинаміки НАН України, зокрема Антонова О.Є.

Причинами поширення магнітоелектричних машин є винайдення магніто-твердих матеріалів на основі неодиму, а також розвиток силової електроніки. Висока коерцитивна сила неодимових магнітів в свою чергу зробила можливим створення ефективною безпазову конструкцію магнітоелектричної машини. Хоча машина такої конструкції за енергетичними показниками поступається традиційній машині з зубчастим магнітопроводом, вона має корисні якості – набагато нижчу амплітуду пульсації обертового моменту, кращу лінійність характеристик та простоту конструкції.

У зв'язку з сучасним станом, з'явилась потреба у здешевленні виробництва електричних двигунів та прискоренні процесу підготовки виробництва завдяки зі спрощенням конструкції. Таке спрощення можливе для моментних двигунів, робочий режим яких обмежується низькою швидкістю обертання ротора. В таких

двигунах можливо виготовити осердя статора масивним, що набагато прискорює процес підготовки виробництва. Це викликає необхідність обчислення втрат від вихрових струмів та їх впливу на обертовий момент. Разом з аналізом впливу масивного ярма статора на обертовий момент є завдання оцінювати втрати від вихрових струмів в магнітах і тепловий стан магнітів, який є критичним показником. Іншим заходом, що дозволяє створювати не тільки моментні двигуни, а й високообертові машини є виконання безпазової машини з двома обертовими масивними ярмами. Якщо в у випадку з масивним ярмом статора ключовим моментом є втрати в ньому, то у випадку з двома обертовими ярмами на перший план виходять втрати в обмотці та магнітах. Тому дослідження дисертаційної роботи спрямовано на дослідження втрат в безпазових магнітоелектричних моментних двигунах і їх впливу на обертовий момент та тепловий стан магнітів а також обмоток в умовах інтенсивного режиму роботи.

В науковій літературі є обмаль джерел з обраного напрямку – масивне осердя статора. Їх фактично дві. Є і третя стаття – але конструкція, що досліджена в неї не придатна для мікромашин або машин малої потужності. Інститут електродинаміки НАН України має досвід у розробці безпазових машин і цей досвід є відправним пунктом у даному дослідженні.

Проведений в першому розділі аналіз магнітоелектричних двигунів радіальної та аксіальної конструкцій показав, що будь-яка з них може бути виконана безпазовою і, в тому числі, з масивним магнітопроводом статора за умов роботи в режимі моментного двигуна. Проведено також попередній аналіз впливу величини повітряного проміжку безпазової магнітоелектричної машини на основний магнітний потік.

В другому розділі перелічено математичні моделі, які потрібно використати для моделювання електромагнітного поля в рухомому електропровідному середовищі, на основі яких слід обчислювати електромагнітний момент та втрати в магнітопроводах і відмічено, що магнітопровід є нелінійним середовищем, а постійний магніт можна моделювати, як лінійне середовище. Розглянуто також математичні моделі теплопередачі в твердому гомогенізованому середовищі, яким мож-

на моделювати багатовиткову обмотку. Проаналізовано відомі моделі гомогенізації та обрано найбільш адекватні. Нарешті, розглянуто модель теплообміну нагрітих елементів конструкції з рухомим охолоджуючим повітрям. Зроблено висновок про те що всі потрібні моделі можуть бути реалізовані в середовищі програмного комплексу «COMSOL Multiphysics». При цьому приділено значну увагу задаванню та апроксимації даних характеристики намагнічування сталі магнітопроводу з метою отримання бажаної точності та надійної збіжності алгоритму розрахунку магнітного поля в нелінійному середовищі.

Обчислення обертового моменту у комплексі «COMSOL Multiphysics» передбачено за кількома методиками. Але в роботі запропоновано обчислювати паразитний момент, що обумовлений масивним осердям, за величиною втрат в ньому, тим більше, що використаний програмний комплекс надає можливості обчислювати як втрати від вихрових струмів, так від гістерезису. Результати дослідження наведено на прикладі двох розроблюваних двигунів та прикладі порівняння двигунів безпазової конструкції та конструкції з зубчастим магнітопроводом статора одного типорозміру.

Першим з досліджуваних машин розглянуто моментний двигун аксіальної конструкції з масивним ярмом статора. У відповідності до концепції зменшення втрат від вихрових струмів розглянуто виконання у ярмі концентричних прорізів. Для розрахунку магнітного поля у аксіальній конструкції принципово необхідно використовувати тривимірну модель магнітного поля, що значно ускладнює задачу і призводить до поганої збіжності розв'язку. Тому було розглянуто двовимірне моделювання, на основі якого винайдено наближену методику визначення втрат від вихрових струмів у ярмі з концентричними прорізами. Методика полягає у використанні емпіричного коефіцієнту корекції питомого опору матеріалу ярма статора з метою отримання адекватного наближення обертового моменту «кільця» між відповідними прорізами. Особливістю дискової конструкції є те, що відстань між прорізами повинна зменшуватись зі збільшенням їх радіусу. Застосування методики до статора з шістьма прорізами дозволило зменшити паразитний момент не менше ніж у шість разів. Дану методику було перевірено на пробних розрахун-

ках за тривимірною моделлю магнітного поля. Тривимірна модель застосована до розрахунку ярма статора з чотирма прорізами дала значення зниження паразитного моменту у чотири рази.

Для реалізації тривимірної моделі побудовано складну нерівномірну сітку, що забезпечувала адекватне відображення поверхневого ефекту у сталевому ярмі статора і забезпечувало збіжність ітераційного процесу. Також було наголошено на необхідності апроксимації характеристики намагнічування сталі і підібрано апроксимаційну функцію, що забезпечує точність апроксимації характеристики намагнічування при значеннях магнітної індукції 1,5 ... 2 Тл не більше 1,5 ... 1,8%.

Методика розрахунку механічної характеристики моментного двигуна складалася з двох етапів. На першому етапі розраховувався статичний момент, а на другому динамічний паразитний момент в залежності від швидкості обертання. Динамічний момент для спрощення алгоритму розраховувався в системі координат ротора, що не вимагала моделювання руху ротора, який має складну геометрію. Статичний момент обчислювався з урахуванням фаз струмів статора, що забезпечують його максимальне значення. Обертовий момент обчислювався як різниця між статичним моментом і паразитним моментом від втрат, обумовлених рухом ротора.

Другою з досліджених машин був циліндричний моментний двигун, де окрім задачі розрахунку механічної характеристики було поставлено завдання знайти оптимальне число полюсів. Методика розрахунку так само, як і для двигуна аксіальної конструкції включала розрахунок статичного та динамічного паразитного моментів і визначення обертового моменту двигуна, як їх різницю. Методика була основана на моделюванні двовимірного магнітного поля у поперечному перерізі активної зони двигуна. Варіювання числа полюсів показало, що оптимальною кількістю пар полюсів є число в діапазоні 5 ... 7. Визначено, що обертовий момент двигуна з трьома парами полюсів у порівнянні з машиною з шістьма парами полюсів складає лише 75%. Збільшення числа полюсів призводить не так

критично до зниження моменту, але це збільшення може викликати технологічні труднощі за умов невеликих габаритів двигуна.

Двовимірне моделювання з метою обчислення інтегральних параметрів має похибки, пов'язані зі спотворенням магнітного поля в області країв. Для оцінки цієї похибки розв'язувалася тривимірна задача. Лобові частини трифазної обмотки перетинаються і мають, в наслідок цього, досить складну конфігурацію. Для спрощення задачі і позбавлення похибок цієї складної конфігурації було запропоновано розраховувати максимальний момент від дії однієї фази з еквівалентною магніторушійною силою в дво- та тривимірній постановці і оцінювати його відношення в обох випадках. Добре відомо, що чим більше відношення активної довжини до діаметра, тим це відношення ближче до одиниці. Визначено, що для розроблюваного двигуна з відносною довжиною 0,57 і числом пар полюсів 6 похибка в обчисленні моменту складала 2%.

Експериментальна перевірка точності розрахункових методик проводилась методом тарованої машини. Головним питанням під час обчислення обертового моменту було обрання методики обчислення втрат на гістерезис, оскільки вони обчислюються за наближеними формулами за значенням магнітної індукції. Для першого наближення було обрано формулу Штейнметца, яка дозволила отримати значення моменту з точністю не більше 2% за умов ретельного визначення властивостей сталі магнітопроводу.

В четвертому розділі проведено порівняльний аналіз безпазового двигуна радіальної конструкції з серійним двигуном із зубчастою конструкцією статора. Двигуни мали однаковий зовнішній ротор та однаковий об'єм обмотки. Розміри магнітопроводів забезпечували приблизно однаковий рівень насичення сталі. Критеріями порівняння були: обертовий момент, пульсації моменту, швидкість нагрівання магнітів в інтенсивному режимі. Процес нагрівання також було змодельоване в програмному комплексі «Simcenter Motorsolve». Результати співпали з результатами моделювання в середовищі «COMSOL Multiphysics». В напрямку зменшення втрат від вихрових струмів в постійних магнітах було досліджено фрагментацію магнітного полюсу і отримано чисельні значення зниження втрат в

магнітному полюсі в залежності від кількості фрагментів. Завершальним питанням, було дослідження нагрівання обмотки та магнітів нової конструкції двигуна з обома обертальними ярмами в інтенсивному режимі зі густиною струму в міді обмоток 20 A/mm^2 за умов примусового обдування зовнішнім турбулентним потоком повітря і отримані значення швидкості повітря та частоти обертання ротора для можливості реалізації сталого режиму.

Результати роботи дозволили отримати нові знання про показники такі нові конструкції магнітоелектричних двигунів, як моментні двигуни з масивним осердям статора та двигун з обома обертовими ярмами. Більшість результатів, отриманих у роботі наведено в відносних одиницях, що дає змогу оцінювати показники магнітоелектричних машин близьких за типорозмірами в тому числі за допомогою розроблених наближеною методикою розрахунку обертового моменту та оціночними співвідношеннями.

Ключові слова: магнітоелектричний безпазовий двигун, постійні магніти, вихрові струми, гістерезис, втрати, обертовий момент, пульсації моменту, масивне ярмо.

Список публікацій здобувача

1. Ісаєв Є. В., Петухов І. С. Обертальний момент безпазового моментного двигуна з постійними магнітами та масивним магнітопроводом статора. *Технічна електродинаміка*. 2024. Вип. 2024, № 5. С. 36–41.
2. Петухов І. С., Кіреєв В. Г., Акінін К. П., Ісаєв Є. В. Дослідження втрат та обертового моменту безпазового магнітоелектричного двигуна з масивним осердям статора. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 4. С. 74–79.
3. Petukhov I. S., Isaiev Ye. V. Torque and magnet heating in a surface-mounted pm motor: comparison between slotted and slotless stator design. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2026. № 1. С. 32–38.
4. Petukhov I. S., Kireyev V. G., Akinin K. P., Isaiev Ye. V. Torque of a slotless axial-flux permanent magnet torque motor with solid slitted stator yoke. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2025. № 3. С. 31–36.

ABSTRACT

Isaiev Ye.V. *Losses in Slotless Magnetolectric Machines* — a qualifying scientific work submitted as a manuscript.

A dissertation submitted in fulfilment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy (PhD) in specialty 141 “Electrical Power Engineering, Electrical Engineering and Electromechanics”. — Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2026.

The dissertation addresses relevant scientific and practical problems related to the development and design of slotless magnetolectric machines with a solid stator yoke, as well as such machines with two rotating yokes used in special-purpose electric drives.

At present, electrical machines with permanent-magnet excitation are the most widespread machines across a power range from micromachines to traction drives, including electric buses and even marine propulsion systems. The field excitation principle in such machines has formed the basis for the term “magnetolectric machines”, introduced in the works of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, in particular by Antonov O.Ye.

The widespread adoption of magnetolectric machines is due to the invention of hard magnetic materials based on neodymium, as well as the development of power electronics. The high coactivity of neodymium magnets has, in turn, made it possible to create an efficient slotless design of magnetolectric machines. Although such machines are inferior in energy performance to conventional machines with a slotted stator, they possess important advantages, namely significantly lower torque ripple, better linearity of characteristics, and structural simplicity.

Given current trends, there is a need to reduce the cost of electric motor manufacturing and to accelerate production preparation through simplification of the design. Such simplification is feasible for torque motors operating at low rotational speeds. In such machines, the stator core may be manufactured as a solid body, which considerably accelerates production preparation. This necessitates the calculation of eddy-current

losses and their effect on torque. Along with analysing the influence of a solid stator yoke on torque, it is also necessary to evaluate eddy-current losses in the magnets and the thermal state of the magnets, which is a critical factor. Another approach enabling not only torque motors but also high-speed machines is the implementation of a slotless machine with two rotating solid yokes. While in the case of a solid stator yoke the dominant issue is the loss within it, in machines with two rotating yokes the primary concern shifts to losses in the windings and magnets. Therefore, this dissertation focuses on investigating losses in slotless magnetoelectric machines and their impact on torque, as well as on the thermal state of magnets and windings under intensive operating conditions.

The available scientific literature on the selected topic—solid stator cores—is scarce. In fact, there are only two relevant sources. A third paper exists, but the design considered therein is not suitable for micromachines or low-power machines. The Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine has experience in the development of slotless machines, which serves as the starting point for this research.

The analysis of radial and axial magnetoelectric motors carried out in Chapter 1 has shown that either configuration can be implemented in a slotless form, including with a solid stator core, under torque-motor operating conditions. A preliminary analysis of the effect of the air-gap length on the main magnetic flux in slotless magnetoelectric machines was also performed.

Chapter 2 presents the mathematical models required for simulating the electromagnetic field in a moving electrically conductive medium, which are used to compute electromagnetic torque and losses in magnetic cores. It is noted that the magnetic core is a nonlinear medium, whereas the permanent magnet may be modelled as a linear medium. Heat transfer models in a solid homogenised medium, suitable for modelling multi-turn windings, are also considered. Known homogenisation models are analysed and the most appropriate ones are selected. Finally, the model of heat exchange between heated structural components and a moving cooling airflow is discussed.

It is concluded that all required models can be implemented in the COMSOL Multiphysics environment. Particular attention is paid to defining and approximating the

magnetisation curve of the steel to ensure the desired accuracy and reliable convergence of the nonlinear magnetic field solution.

The COMSOL Multiphysics package provides several methods for torque calculation. However, in this work it is proposed to evaluate the parasitic torque caused by the solid core via the losses within it, especially since the software allows calculation of both eddy-current and hysteresis losses. The results are presented for two developed motors, as well as for a comparison between slotless and slotted stator machines of the same frame size.

The first investigated machine is an axial-flux torque motor with a solid stator yoke. In accordance with the concept of reducing eddy-current losses, the introduction of concentric slots in the yoke is considered. Accurate magnetic field calculation for axial machines requires a full three-dimensional model, which significantly complicates the problem and leads to poor convergence. Therefore, a two-dimensional approach was developed, enabling an approximate method for estimating eddy-current losses in a slotted solid yoke.

This method involves introducing an empirical correction factor for the electrical resistivity of the stator yoke material to obtain an adequate approximation of the torque contribution from the “ring” between adjacent slots. A specific feature of the disc-type design is that the spacing between slots must decrease with increasing radius. Application of this method to a stator with six slots resulted in at least a sixfold reduction of parasitic torque. The method was verified using three-dimensional simulations, which confirmed a fourfold reduction for a stator with four slots.

A complex non-uniform mesh was developed for the 3D model, ensuring proper representation of the skin effect in the steel stator yoke and convergence of the iterative solution. The necessity of approximating the steel magnetisation curve was emphasised, and an approximation function was selected to ensure an error not exceeding 1,5–1,8% in the magnetic flux density range of 1,5–2 T.

The calculation of the mechanical characteristic of the torque motor was performed in two stages: first, the static torque was determined; second, the dynamic parasitic torque as a function of rotational speed. For simplification, the dynamic torque was

calculated in the rotor reference frame, avoiding explicit modelling of rotor motion. The static torque was computed for stator current phases corresponding to its maximum value. The electromagnetic torque was then obtained as the difference between the static torque and the parasitic loss-related torque.

The second investigated machine is a cylindrical torque motor, for which, in addition to the mechanical characteristic, the optimal number of pole pairs was determined. The methodology, similar to that used for the axial machine, included evaluation of static and dynamic parasitic torque components. Two-dimensional magnetic field modelling in the cross-section of the active region was employed. The optimal number of pole pairs was found to be in the range of 5 to 7. It was established that a motor with three pole pairs produces only about 75% of the torque of a machine with six pole pairs. Increasing the number of poles does not drastically reduce torque but may introduce manufacturing difficulties for compact machines.

Two-dimensional modelling introduces errors due to edge effects. To estimate this error, a three-dimensional problem was solved. The end windings of a three-phase winding intersect and have a complex geometry; therefore, an approach was proposed based on calculating the maximum torque produced by a single phase with an equivalent magnetomotive force in both 2D and 3D models and comparing the results. For the designed motor, with a relative length of 0.57 and six pole pairs, the torque calculation error was about 2%.

Experimental validation of the proposed methods was carried out using a calibrated machine. A key issue in torque calculation was the selection of a method for estimating hysteresis losses, which are computed using approximate formulas based on magnetic flux density. The Steinmetz equation was used as a first approximation and provided torque values with an accuracy within 2%, provided that the magnetic properties of the steel were carefully determined.

Chapter 4 presents a comparative analysis of a slotless radial-flux motor and a production motor with a slotted stator. The machines had identical outer rotors and winding volumes, and similar levels of magnetic saturation. The comparison criteria included torque, torque ripple, and magnet heating rate under intensive operation. Ther-

mal processes were also simulated using Simcenter Motorsolve, yielding results consistent with those obtained in COMSOL Multiphysics.

Magnet pole segmentation was investigated as a means of reducing eddy-current losses in permanent magnets, and quantitative relationships between the number of segments and loss reduction were obtained. Finally, the heating of windings and magnets in a novel machine with two rotating yokes was analysed under intensive operation with a current density of 20 A/mm² and forced turbulent air cooling. The required air-flow velocity and rotor speed for steady-state operation were determined.

The results of the work provide new insights into the performance of novel magnetoelectric machine designs, including torque motors with a solid stator core and machines with two rotating yokes. Most results are presented in per-unit form, enabling evaluation of machines with similar frame sizes, including through the developed approximate torque calculation method and derived scaling relationships.

Keywords: magnetoelectric slotless motor, permanent magnet, eddy current, hysteresis, losses, torque, torque ripples, solid stator yoke.

ЗМІСТ

Перелік скорочень	16
Вступ.....	17
1. Стан розвитку магнітоелектричних двигунів малої потужності та мікродвигунів.....	24
1.1. Застосування та основні конструкції МЕЛД	24
1.2. Безпазові двигуни	28
1.3. Повітряний проміжок в безпазовій машині.....	32
1.4. Моментні двигуни з масивним осердям статора.....	34
Висновок за розділом 1	36
2. Математичні моделі Втрат від змінного магнітного поля та теплового стану електропровідного середовища	39
2.1. Змінне магнітне поле в електропровідному середовищі.....	39
2.2. Обмотки – лінійне середовище	41
2.3. Магнітопровід – нелінійне середовище	42
2.4. Постійні магніти системи збудження – майже лінійне середовище	44
2.5. Втрати від гістерезису	44
2.6. Теплопередача.....	45
2.7. Теплопередача у обмотці як гомогенізованому середовищі	46
2.8. Теплопередача між статором ротором та повітрям	48
Висновок за розділом 2.....	49
3. Електромагнітні Втрати і обертовий момент у двигунах моментного електроприводу.....	52
3.1. Моментний двигун з аскіальним магнітним потоком («дисковий») та масивним осердям статора	52
3.1.1. Конструкція двигуна.....	52

3.1.2.	Розрахунки на основі двовимірного моделювання	54
3.1.3.	Етапи розрахунку та математична модель	59
3.1.4.	Перший етап. Визначення статичного моменту.	61
3.1.5.	Другий етап. Змінне магнітне поле	63
3.1.6.	Результати обчислення гальмівного моменту.....	64
3.2.	Циліндричний двигун з масивним осердям статора.....	68
3.2.1.	Структура машини та математична модель	68
3.2.2.	Обчислення статичного та динамічного моменту	72
3.2.3.	Оцінка похибок двовимірного моделювання.....	74
3.2.4.	Вимірювання втрат в масивному осерді.....	76
3.2.5.	Адекватність та спрощення математичної моделі.....	79
3.2.6.	Врахування втрат від гістерезису	80
3.2.7.	Розрахунок обертового моменту експериментальної моделі	82
	Висновок за розділом 3	84
4.	ПОКАЗНИКИ БЕЗПАЗОВОЇ ТА ПАЗОВОЇ КОНСТРУКЦІЙ ЦИЛІНДРИЧНИХ ДВИГУНІВ ОБЕРНЕНОГО ВИКОНАННЯ.....	87
4.1.	Критерії порівняння та конструкція	87
4.1.1.	Критерії порівняння	87
4.1.2.	Конструкції порівнюваних двигунів	88
4.2.	Статичний та динамічний обертовий момент	92
4.3.	Нагрівання магнітів вихровими струмами.....	96
4.3.1.	Моделювання процесу нагріву магнітів	96
4.3.2.	Оцінка нагріву магнітів у порівнюваних конструкціях	101
4.4.	Фрагментація магнітів.....	103
4.5.	Нагрівання безпазового МЕЛД з обома обертовими ярмами.....	107

Висновок за розділом 4.....	111
Висновки	115
Список посилань.....	118
Дотаток А	128

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АМЕЛД – аксіальний магнітоелектричний двигун;

БМЕЛД – безпазовий магнітоелектричний двигун;

ЕРС – електрорушійна сила;

МД – моментний двигун;

МЕЛД – магнітоелектричний двигун;

МРС – магніторушійна сила;

МСЕ – метод скінчених елементів;

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження

Розвиток автоматизації, роботизації та винайдення нових технологій в промисловості, медицині, побутовій техніці та військовій справі викликає потребу у нових системах електричного приводу та конструкціях електричних машин. Поряд з цим у галузі будування електричних машин малої потужності та мікромашин спостерігається стійка тенденція зростання сегменту безконтактних електричних машин зі збудженням від постійних магнітів, які витісняють з ринку керованого електроприводу колекторні машини змінного струму та асинхронні двигуни [5, 61]. Перші мають ковзний контакт, що потребує обслуговування, другі мають низькі показники за умов малої швидкості та більш складну систему управління внаслідок своєї нелінійної механічної характеристики [23]. Двигуни зі збудженням від постійних магнітів, або магнітоелектричні двигуни (МЕЛД) позбавлені цих вад.

В Інституті електродинаміки Національної академії наук України накопичено багатий досвід розробки та виготовлення магнітоелектричних машин різного призначення та конструкції. Значний внесок у розвиток теорії і практики впровадження таких машин зробили у різні часи такі лідируючі вчені: Афонін А.О., Антонов О.Є., та діючі науковці Кіреєв В.Г., Гребеніков В.В., Акінін К.П. Щоб відзначити зарубіжних вчених, що мають наукові досягнення у цій галузі, було б потрібно список не менш ніж на декілька сторінок. Наведемо лише деяких авторів фундаментальних монографій, що вийшли за останні 20 років. Такими є Hanselman D.C. [38], Miller T.J.E. [49].

Серед МЕЛД в останні часи виділяється окремий клас машин, що мають безпазову конструкцію статора за рахунок використання висококоерцитивних магнітних матеріалів на основі самарію та, особливо, неодиму [5, 46]. Завдяки цим матеріалам в повітряному проміжку можна досягти значень магнітної індукції на рівні з традиційними машинами, що мають обмотку збудження. Ці машини мають простішу конструкцію та менші пульсації моменту [25, 43, 47].

У зв'язку з виникненням воєнного стану в Україні з'явилася потреба швидко розробляти та впроваджувати нові конструкції двигунів. Зокрема, в галузі електроприводу існує ніша двигунів, що мають забезпечувати дуже низьку швидкість обертання або навіть режим створення механічного моменту у стані спокою. Це, так звані, моментні двигуни (МД). Для таких двигунів можна виготовити масивний магнітопровід. Таке рішення, особливо із застосуванням безпазової конструкції, значно прискорює проектування та виготовлення машини, що викликає зацікавленість у виробничих колах. Але вихрові струми в масивному осерді статора викликають підвищені магнітні втрати, які, поряд з іншими втратами, призводять до зниження показників електричної машини, в першу чергу механічного моменту та підвищеного нагріву критичних зон. Публікації про застосування масивного магнітопроводу в МЕЛД є, але їх вкрай мало, а саме в останні 20 років цьому конструктивному рішенню присвячені тільки три роботи [34, 56, 71]. Вихрові струми також викликають втрати і нагрів магнітів, для яких тепловий режим є критичним. В свою чергу, втрати в масивному магнітопроводі статора і нагрів його теж можуть впливати на тепловий режим обмотки. Тому дослідження втрат в магнітоелектричній безпазовій машині було обрано як напрямок роботи.

З іншого боку, Інститут електродинаміки має досвід у розробці безпазових магнітоелектричних двигунів (БМЕЛД), у тому числі МД з масивним осердям статора, а також з обома обертовими ярами статора та ротора [5]. Тому темою дисертації обрано дослідження втрат в безпазових магнітоелектричних моментних двигунах.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертаційна робота складається з теоретичних і практичних досліджень згідно з планами науково-дослідних робіт, які проводились в Інституті електродинаміки НАН України:

«Розробити наукові засади та принципи побудови керованих n -степеневих магнітоелектричних систем з екстремальними характеристиками» (шифр: «Екстремум») 2019-2023 рр., державний реєстраційний номер роботи 0119U001279;

«Розробити наукові основи та принципи побудови магнітоелектричних мехатронних модулів для спеціалізованих систем автоматичного керування» (шифр: «МЕХАТРОН») 2024-2028 рр.; державний реєстраційний номер роботи 0124U000396.

Мета і завдання дослідження.

Дослідити вплив втрат від вихрових струмів у масивних елементах магнітної системи магнітоелектричних двигунів на електромагнітний момент, його пульсації та нагрів постійних магнітів і обмоток з урахуванням електричних втрат в умовах інтенсивних режимів роботи.

Для досягнення мети були розв'язані такі завдання:

- проведено аналіз літературних джерел на предмет методів та результатів оцінки і визначення втрат від вихрових струмів, гістерезису та електричних втрат в магнітоелектричних машинах малої потужності;
- проаналізовано математичні моделі вихрових струмів в електропровідному середовищі та втрат від гістерезису за умов змінного магнітного поля;
- обрано засоби математичного моделювання і побудовано розрахункові моделі, що відповідають структурі магнітного поля в досліджуваних моделях МД;
- проведено розрахункове дослідження впливу втрат в масивному осерді дискового та циліндричного МД на обертовий момент;
- проведено експериментальне вимірювання обертового моменту циліндричної моделі двигуна і успішне порівняння з результатами моделювання;
- виконано моделювання і порівняння процесу нагрівання магнітів в безпазовій та зубчастій конструкціях МЕЛД;
- виконано моделювання охолодження аксіальним потоком повітря безпазового двигуна з обома обертовими магнітопроводами.

Об'єкт дослідження – електромагнітні та теплові процеси в безпазових магнітоелектричних двигунах малої потужності з масивним магнітопроводом.

Предмет дослідження – втрати від вихрових струмів у масивному магнітопроводі та постійних магнітах і їх вплив на електромагнітний момент та тепловий стан обмоток і постійних магнітів в умовах інтенсивних режимів роботи.

Методи дослідження.

Для досягання мети використався метод математичного моделювання в середовищі «COMSOL Multiphysics 5.4», «Simcenter Motorsolve 2021.1» та методи аналітичної оцінки впливу фізичних явищ (поверхневий ефект, гістерезис), а також порівняння отриманих даних з експериментом.

Наукова новизна отриманих результатів

1. *Вперше визначено* обертовий момент, його пульсації та температурне поле в новому типі безпазового магнітоелектричного двигуна радіальної конструкції з двома обертовими ярмами, що дає змогу проводити порівняння цих показників з відповідними показниками двигунів, що серійно випускаються, та довести переваги такої конструкції в інтенсивних режимах експлуатації.
2. *Дістав подальший розвиток* метод визначення втрат в масивному ярмі статора безпазового моментного двигуна, що на відміну від відомих дає змогу врахувати конструктивні особливості (прорізи у ярмі, фрагментацію магнітів) моментних двигунів аксіальної конструкції.
3. *Розроблено новий спосіб* визначення обертового моменту двигуна аксіальної конструкції на основі використання модернізованих коефіцієнтів скінченої активної довжини, який дає змогу відмовитись від тривимірного моделювання магнітного поля.
4. *Вперше розроблено метод* визначення еквівалентного паразитного гальмівного моменту двигуна з масивним ярмом статора на основі інтегрування втрат від вихрових струмів за об'ємом ярма, що дає змогу спростити процес проектування двигуна.

Практичне значення отриманих результатів

1. Результати роботи *можуть бути використані* під час проектування моментних двигунів з масивним осердям статора, *що дозволяє зменшити собівартість екземпляру та значно зменшити час підготовки виробництва*, оскільки в технології відсутня операція штампування листів магнітопроводу.
2. Розроблена спрощена методика визначення обертового моменту моментного двигуна аксіальної конструкції з масивним осердям *статора є ефективним інструментом в комплексі з двовимірним моделюванням електромагнітного поля в активній зоні двигуна на етапі проектування*.
3. *Запропонована методика оцінки наближеного визначення статичного обертового моменту безпазового магнітоелектричного двигуна у порівнянні з двигуном із зубчастою конструкцією статора з похибкою до 10% (з надлишком) за конструктивними даними є корисною на початковому етапі вибору конструкції машини*.
4. Визначена чисельна оцінка зменшення втрат від досліджених заходів – таких як виконання прорізів у масивному ярмі статора так і фрагментації магнітів в складі одного магнітного полюса *може бути застосована на попередньому етапі проектування*.
5. *Отримано оціночні дані режиму нагрівання нової конструкції середньо-обертового безпазового двигуна з двома обертовими ярмами в набігаючому потоці повітря в інтенсивному режимі з густиною струму в міді обмотки 20 А/мм², що є основою для проектування перспективних двигунів на базі цієї нової конструкції*.
6. Результати роботи *дають змогу легко оцінювати* показники аналогічних двигунів близьких типорозмірів в процесі їх проектування, оскільки більшість залежностей, отриманих у роботі, представлено у відносних одиницях.

Особистий внесок здобувача

Здобувачем безпосередньо виконано:

- аналіз літературних джерел за темою дисертації;
- побудова геометрії дискового безпазового та циліндричного безпазового двигунів в двовимірній та тривимірній постановці;
- виконання розрахунків стаціонарного максимального обертового моменту та коливань моменту у нестационарному режимі для обох досліджуваних двигунів;
- проведення порівняльного аналізу результатів розрахунку нагрівання магнітів магнітоелектричних двигунів безпазової конструкції та конструкції з зубчастим статором одного типорозміру;
- обробка результатів експериментальних вимірювань втрат в масивному осерді статора;
- запропоновано розраховувати втрати від вихрових струмів в масивному осерді статора в системі координат ротора, що прискорює розрахунок і поліпшує збіжність ітераційного процесу.

Наукові роботи опубліковані у співавторстві з Петуховим І.С., Кіреєвим В.Г., Акинїним К.П., спільно з якими проведені дослідження.

Апробація результатів роботи

Основні положення методології дослідження викладено та обговорено на міжнародній конференції «Проблеми сучасної електротехніки-2024» (Київ, 2024).

Основні результати роботи двічі на рік обговорювались на наукових семінарах Відділу електромеханічних систем Інституту електродинаміки НАН України.

Обсяг і структура дисертації

Дисертаційну роботу виконано на 128 сторінках машинописного тексту. Робота складається зі вступу, чотирьох розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та одного додатку. Обсяг основного тексту дисертації становить 102 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 69 рисунками, вона містить

6 таблиць цифрових даних. Список використаних літературних джерел містить 98 найменувань, з них 15 кирилицею та 83 латиницею.

РОЗДІЛ 1

СТАН РОЗВИТКУ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ДВИГУНІВ МАЛОЇ ПОТУЖНОСТІ ТА МІКРОДВИГУНІВ (ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ)

1.1 Застосування та основні конструкції МЕЛД

Електричні двигуни з постійними магнітами (ПМ) (в англomовній літературі "PM motors"), а в термінології [5] – МЕЛД (магнітоелектричний двигун), широко використовуються в різноманітних пристроях та приводних системах, в тому числі автономних. Сфера їх застосування безперервно поширюється. Це транспорт, безпілотні літальні апарати, допоміжні приводи – «повністю електрифікований літак», приладобудування, побутова техніка тощо. МЕЛД знайшли місце у багатьох застосуваннях завдяки своїй високій питомій потужності та крутному моменту порівняно з асинхронними та машинами постійного струму. Другою причиною поширення МЕЛД у регульованих електроприводах є, безумовно, розвиток силової електроніки, оскільки регулювання цих машин можна здійснювати тільки зі сторони статора, розраховуючи блоки живлення на повний фазний струм та фазну напругу.

В теперішній час динамічність ринку автономних приводних систем та швидка зміна попиту в окремих сегментах викликають необхідність пропонувати дешеві конструктивні та технологічні рішення без значного погіршення експлуатаційних показників. У багатьох випадках вирішальними є вимоги до простоти конструкції та її дешевизни. Це стосується випуску великої серії приладів низької собівартості, або створення невеликої партії приладів в умовах швидкої підготовки виробництва [5].

Як і всі електричні машини МЕЛД, можуть забезпечувати як *обертальний* рух, так і *лінійний* рух. В роботі розглянуто лише машини обертального руху.

Другою принциповою ознакою конструкції, за якою МЕЛД можна відрізняти, є *напрямок основного магнітного потоку* в повітряному проміжку по відношенню до осі обертання. Цей напрямок може бути *радіальним* або *осьовим*. Пе-

рший з них є традиційним в основному для асинхронних двигунів загальнопромислового приводу. Для МЕЛД будь-якої «традиційності» виділити не можна. Одна й та сама конструкція може зустрітися в мікроприводі й в приводі транспортного засобу – трамвая або електробуса.

На рис. 1.1 показано зубчасту конструкцію статора. Таку конструкцію можна назвати явнополюсною, коли одному полюсу статора з котушкою відповідає один зуб магнітопроводу. Схематично такий магнітопровід з обмоткою показано на рис. 1.3. На рис. 1.2 показано конструкцію двигуна з обмоткою, крок якої більший ніж один зубцевий поділ. Внаслідок цього секції цієї обмотки перетинаються. Зауважимо, що розглянута обмотка не є розподіленою [69], у неї на один полюсний поділ одна котушка (рис. 1.2). Така обмотка теж створює радіальний магнітний потік в повітряному проміжку, але в трифазному виконанні може мати більш близьку до синусоїди форму магніторушійної сили (МРС). Ця обмотка вочевидь має більш складну технологію намотування, але завдяки формі МРС генерує менше просторових гармонік магнітної індукції в повітряному проміжку, що позитивно відображається на показниках двигуна [49]. Схематично двигун з такою обмоткою показано на рис. 1.4.

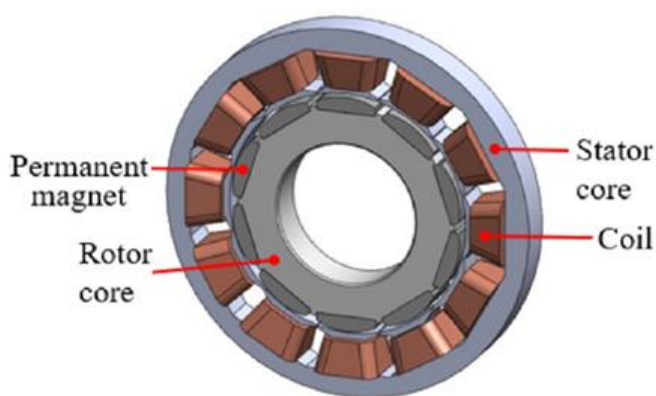


Рис. 1.1 — Радіальне магнітне поле. Явнополісний магнітопровід [29]



Рис. 1.2 — Радіальне магнітне поле. Неявнополісний статор [74]

На вибір схеми обмотки впливає багато факторів, в першу чергу число пар полюсів ротора, яке в свою чергу визначається обраною частотою живлення та потрібною швидкістю обертання.

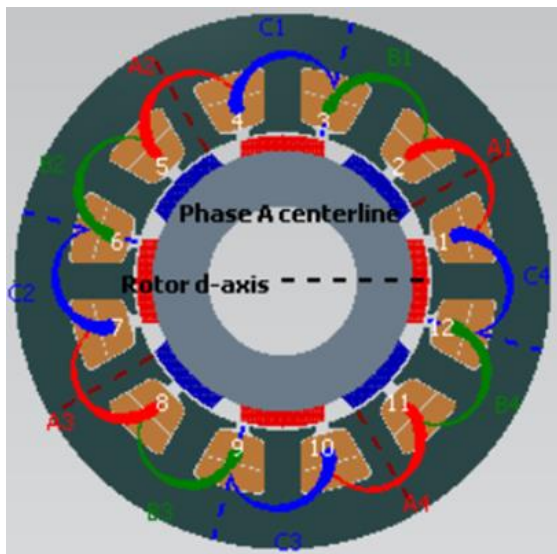


Рис. 1.3 — Схема двигуна з радіальним полем і явнополюсним виконанням обмотки

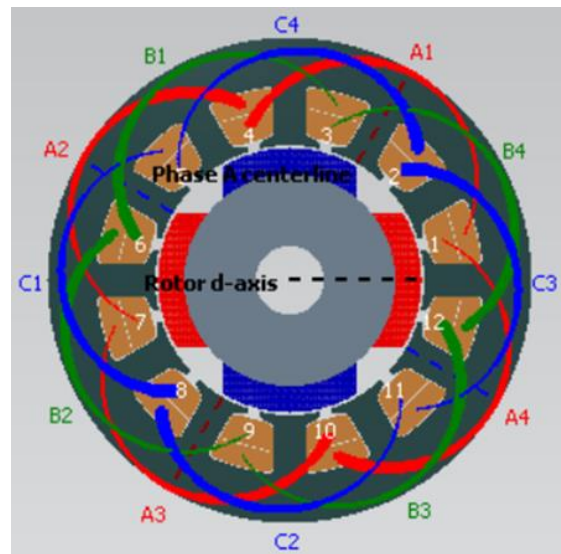


Рис. 1.4 — Схема двигуна з радіальним полем і неявнополюсним виконанням обмотки

Осьова чи аксіальна конструкція МЕЛД (рис. 1.5) пропонує більш широкий вибір варіантів конструкції машини [35]. Головним чином аксіальний магнітоелектричний двигун (АМЕЛД) дозволяє виконати на одному валу декілька роторів з відповідною кількістю статорів (рис. 1.6). До того ж, за умов двороторної конструкції статор можна виконати кільцевим (рис. 1.5) не втрачаючи ефективність обмотки, що не має місця у машинах радіальної конструкції. Конструкція обмотки цього двигуна має назву «обмотка кільцевого якоря» [69, 89]. У традиційних та взагалі однороторних машинах сторони котушок обмотки, що обернені назовні, не перетинаються основним магнітним потоком і цим збільшують активний опір обмотки не створюючи додаткової електрорушійної сили (ЕРС). Вочевидь, що у двороторної конструкції така вада відсутня, що видно на рис. 1.5.

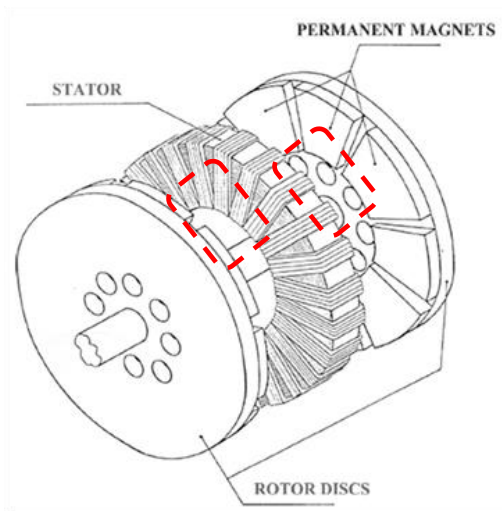


Рис. 1.5 — Двороторний безпазовий двигун з аксіальним полем [24, 25] (червоним показано лінію основного магнітного потоку)

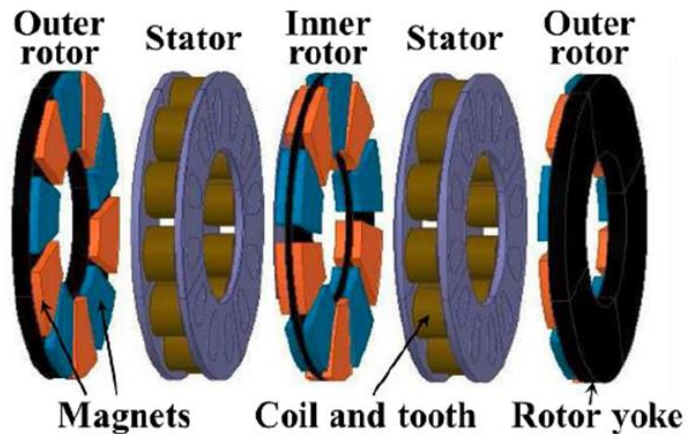


Рис. 1.6 — Багатороторний двигун з аксіальним полем і явнополюсним статором [75, 76]

Наступною ознакою, що дозволяє класифікувати МЕЛД, є режим роботи, зокрема *швидкість обертання ротора*. Хоча швидкість обертання ротора безпосередньо не є властивістю конструкції, вона значно впливає на неї. Так двигуни можна умовно поділити на тихохідні – приблизно до 100 об/хв (часто їх називають «моментні»), двигуни середньої швидкості обертання, до 10000 об/хв, і двигуни високошвидкісні – більше 10000 об/хв [16, 21, 28]. Кожен діапазон можна характеризувати в основному конструкцією ротора, зокрема методом кріплення магнітів: поверхнєве, внутрішнє, клейове, бандажування, тощо [49, 87].

Нарешті відмітимо таку важливу властивість конструкції, як *конфігурація поля магнітної системи* ротора та статора. Конфігурація спрямована на забезпечення оптимального співвідношення магнітної індукції в повітряному проміжку, міцності конструкції ротора, технологічності виготовлення та вартості. Магнітні системи ротора відрізняються розташуванням магнітів і напрямком їх намагніченості відносно нормального напрямку до повітряного проміжку. Розташування магнітів на роторі налічує цілий спектр варіантів: поверхнєве, внутрішнє, внутрішнє V-подібне, тощо [49]. Згадані типи розташувань магнітів у роторі наведено на рис. 1.7.

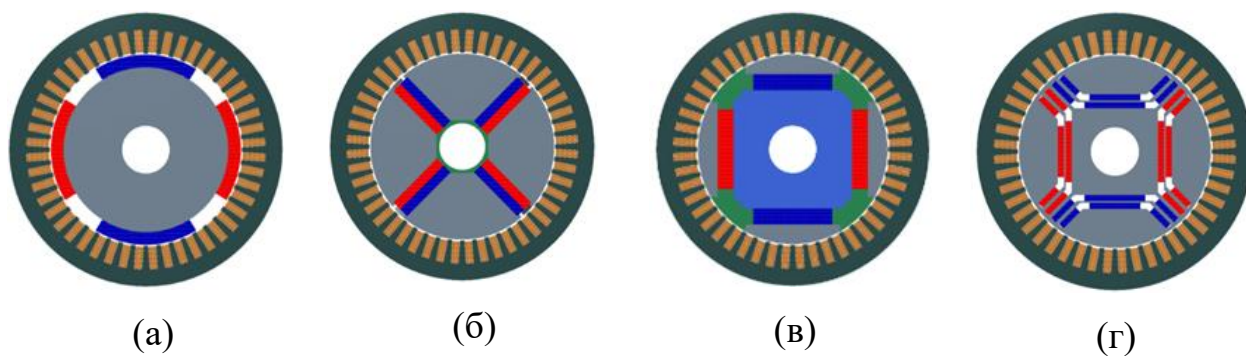


Рис. 1.7 — Конфігурації розташування магнітів у роторі: (а) – зовнішнє, (б) – внутрішнє тангенціальне [42], (в) – внутрішнє радіальне, (г) – внутрішнє V-подібне [6, 17, 83]

Статор в основному може мати традиційну зубчасту конструкцію магнітопроводу (рис. 1.7), але може вона бути й *безпазовою*, тобто такою, коли статор не має зубців, а обмотка лежить цілком в повітряному проміжку. Прикладом безпазового статора може служити розглянутий вище АМЕЛД (рис. 1.5). Безпазова конструкція також може бути реалізована у МЕЛД з радіальним магнітним потоком, про що буде зазначено далі.

Залишилося додати ще один різновид МЕЛД і електричних машин взагалі. Це *обернене виконання* машини, коли статор знаходиться зовні статора [49]. Для машин з постійними магнітами таке виконання створює значні переваги у кріпленні магнітів. В цьому виконанні доцентрова сила не відриває, а, навпаки, втискує магніти у ярмо ротора. У конструкціях з внутрішнім ротором двигуни з приклеєними магнітами мають суттєве обмеження за швидкістю обертання [49], а швидкобертові двигуни потребують бандажу, для кріплення магнітів, що веде до збільшення повітряного проміжку. Оскільки темою роботи є дослідження безпазового МЕЛД, такому типу конструкції нижче приділено більше уваги.

1.2 Безпазові двигуни

Найкраща продуктивність МЕЛД зазвичай досягається із застосуванням конструкцій, що мають традиційний зубчастий магнітопровод статора. З появою постійних магнітів на основі самарію та, особливо, неодиму зріс інтерес до використання невеликих безпазових електроприводів безпосередньої дії. Безпазова конструкція, хоча і має дещо нижчі масо-габаритні показники у порівнянні з тра-

диційною пазовою конструкцією, простіша технологічно та має меншу пульсацію обертового моменту [10, 40, 50, 58, 87]. Тому електроприводи на базі безпазових машин використовуються у системах спостереження, стеження та супроводження [46], до вимоги то точності позиціонування великі. Для безпазових електричних машин не треба дотримуватися відношення числа полюсів до числа пазів, що є важливим для машин з пазами в шихтованому магнітопроводі статора [49], і таким чином, цей факт додає ступенів свободи у процес проектування машини.

В багатьох випадках вимоги до простоти конструкції, як наслідок, швидкість підготовки виробництва та її дешевизна є вирішальними факторами. Це стосується випуску великої партії пристроїв за умови невеликих виробничих витрат, або створення невеликої партії пристроїв в умовах швидкої підготовки виробництва. Невелика частота обертання і, відповідно, невелика частота магнітного поля в магнітопроводі обумовлюють помірні втрати в сталі від вихрових струмів. Урахування цього факту дозволяє виготовити магнітопровід статора (фактично ярмо, оскільки розглядається безпазова конструкція) масивним без використання традиційної для промислової частоти шихтованої конструкції. як для машин циліндричного виконання, так і для аксіального [73, 88]. Це, природно, зменшує діапазон доцільної за енергетичними показниками швидкості обертання двигуна, але безпосередньо спрямоване на досягнення вищезгаданих цілей. Але виконання ярма статора масивним викликає необхідність аналізувати вплив вихрових струмів на обертовий момент двигуна, який неминуче зменшується зі зростанням швидкості обертання.

Таким чином, безпазові магнітоелектричні двигуни (БМЕЛД) пропонують ключові переваги: простішу конструкцію, нижчу вартість виробництва та відсутність пульсацій крутного моменту, що полегшує керування швидкістю або кутом повороту. Ці характеристики роблять їх особливо придатними для керованих прецизійних приводів, де низька пульсація крутного моменту є критично важливою. Таким чином, у ситуації, коли пріоритетом є вартість або плавність крутного моменту, безпазова конфігурація може бути кращою, навіть якщо вона зазвичай призводить до зниження вихідного крутного моменту.

На рис. 1.8 наведено схему поперечного перерізу БМЕЛД з обмотками, в яких лобові частини перетинаються (обмотка, намотана на зубчастому статорі, мала б крок більший ніж один зубцевий поділ). На рис. 1.9 показано ескіз цього ж двигуна, де видно схематичне перетинання лобових частин. Як видно з рисунка, розглянутий двигун має обернене виконання. Окрім надійного кріплення магнітів, така конструкція має краще охолодження зовнішньої поверхні ярма ротора, що позитивно впливає на охолодження магнітів, для яких температурний режим є критично важливим.

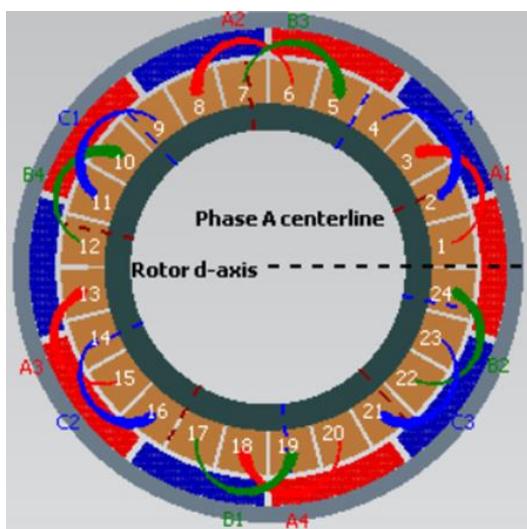


Рис. 1.8 — Схема обмотки безпазового двигуна з обмоткою, що відповідає неявнополюсному виконанню

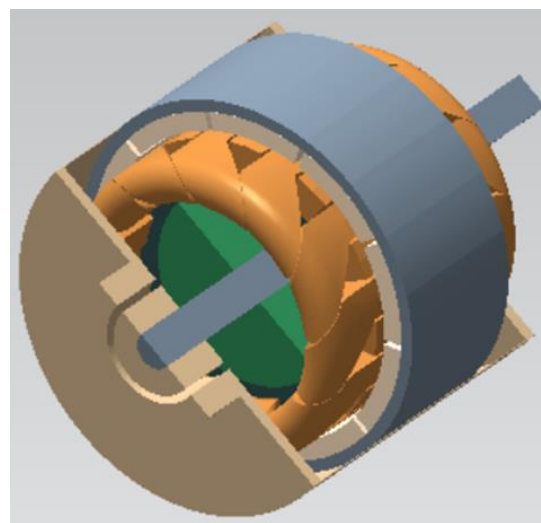


Рис. 1.9 — Ескіз безпазового двигуна з обмоткою неявнополюсного виконання

Нагрівання магнітів в наслідок наявності в них вихрових струмів, викликаних пульсацією магнітної індукції, не є єдиним тепловим фактором шкідливим для магнітів. Нагрівання магнітів також відбувається за рахунок втрат у магнітопроводі. Якщо втрати в магнітопроводі будуть значні, то вони можуть уповільнювати або зовсім припиняти тепловідвід від магнітів через ярмо назовні (рис. 1.8, рис. 1.9). Тому в Інституті електродинаміки було розроблено декілька типів БМЕЛД з двома магнітопроводами, що обертаються.

Одним із заходів, запроваджених в Інституті електродинаміки НАН України з метою зниження втрат в магнітопроводі, є створення безпазової конструкції з обертанням обох ярм – статора та ротора. На рис. 1.10 наведено поперечний пере-

різ такого мікродвигуна. На рис. 1.11 наведено фотографії обмотки гільзової конструкції (ліворуч) та магнітопроводу (праворуч). В даній конструкції внутрішній магнітопровід містить циліндричний магніт. Обмотка являє собою гільзоподібний циліндр, який консольно розташований в проміжку між обома ярами. Технологічно обмотка – це компаундований моноліт. У подальшому зовнішнє ярмо для такої конструкції буде умовно іменуватися «статорним», незважаючи на те, що за кінематичною ознакою воно є рухомих; таке позначення використовується виключно для спрощення термінології.

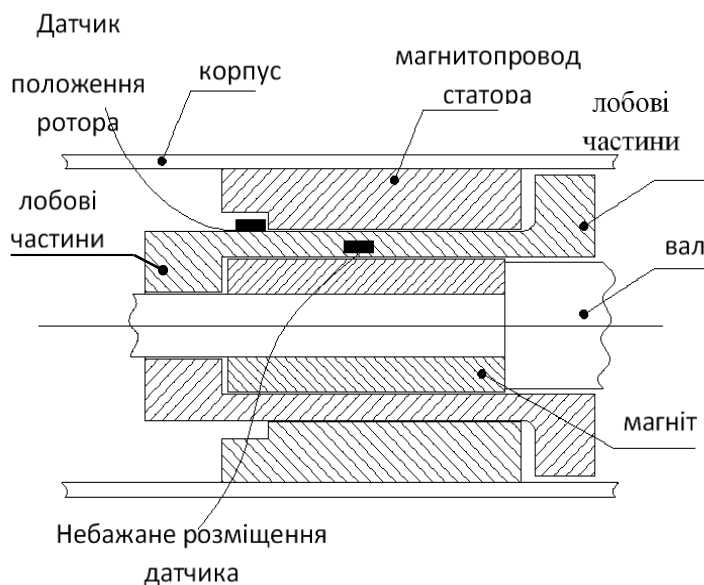


Рис. 1.10 — Схема з обертанням осердя ротора та статора та обмоткою у формі гільзи [5]



Рис. 1.11 — Обмотка типу гільзи (ліворуч) та ротор з внутрішнім ротором і рухомих ярмом статора [5]

Наслідком створення ярма статора, яке обертається, є поява двох технологічних повітряних проміжків – між рухомих магнітопроводом та обмоткою. Це, звичайно збільшує повітряний проміжок. Це збільшення потребує своєї оцінки. Дійсно, при нерухомих статорі МРС магніту прикладена до магнітного опору, що складається з: самого магніту, обмотки, та одного технологічного проміжку. Оскільки цей проміжок суттєво менший від товщини обмотки та магніту, збільшення сумарного магнітного опору за рахунок ще одного технологічного проміжку не є суттєвим.

Ще одним прикладом БМЕЛД з обома ярмами, що обертаються, є електромагнітний гіроскопічний датчик. Поперечний переріз датчика показано на рис. 1.12, а тривимірне зображення – на рис. 1.13.

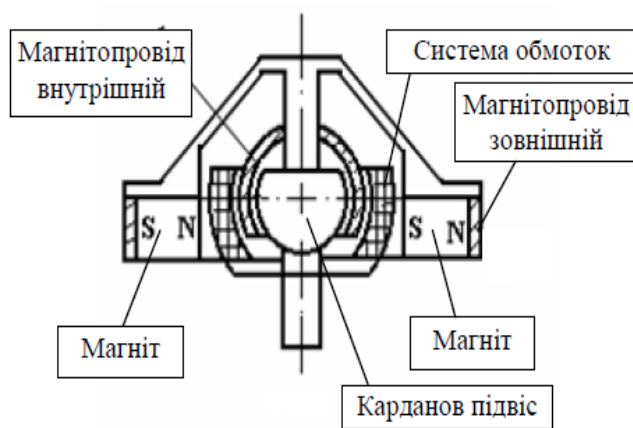


Рис. 1.12 — Схема конструкції триступеневого електричного двигуна оберненого виконання для гіроскопічного датчика [5]

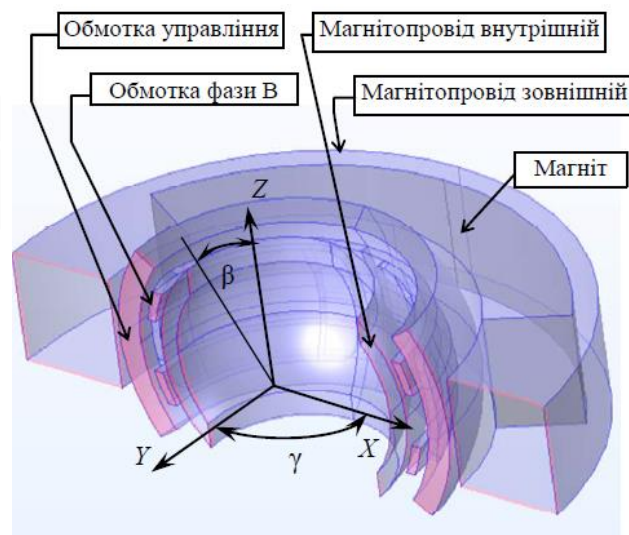


Рис. 1.13 — Поперечний переріз триступеневого електричного двигуна оберненого виконання для гіроскопічного датчика [11]

Вищенаведені конструкції МЕЛД відносяться головним чином до середньошвидкісних машин з частотою обертання ротора до 10000 об/хв. Але існують і двигуни, що призначені працювати з невеликою швидкістю і, навіть, здійснювати повороти та зупинки. Про такі двигуни в наступному підрозділі.

1.3 Повітряний проміжок в безпазовій машині

Спрямованість роботи на дослідження безпазових двигунів спонукає до більш детального розгляду впливу появи другого повітряного проміжку – тепер повітряні проміжки знаходяться на зовнішніх та внутрішніх (відносно осі обертання) поверхнях обмотки. По-перше, нагадаємо значення терміну «повітряний проміжок» для безпазових електричних машин у відповідності до [5]. Класична модель електричної машини включає магнітопроводи статора та ротора, які розділені повітряним проміжком, в якому розташовано нескінченно тонкий шар струму, що моделює обмотку [22].

Якщо в зубчастому магнітопроводі обмотку укладено в пази, то в безпазовій машині обмотку укладають безпосередньо між статором та ротором. У першому випадку повітряний проміжок є невеликим, а в другому випадку фактичний проміжок, що створює опір основному магнітному потоку, — це власне проміжок між рухомими частинами плюс повна товщина обмотки з ізоляцією. Тобто, з точки зору теорії електричних машин, це є повітряний проміжок, і існує його оптимальне значення [2]. Але в подальшому викладанні матеріалу будемо називати «повітряний проміжок» або «технологічний повітряний проміжок» саме проміжок між рухомими частинами. Що стосується зменшення потоку внаслідок «появи» другого проміжку, то можна його оцінити досить точно. З досвіду проектування безпазових машин відомо, що висота магніту (розмір в напрямку намагнічування) в машинах з радіальним потоком складає $h_m = 0,9 \dots 1,0$ товщини обмотки [2, 49]. Якщо знехтувати магнітними опорами сталевих частин магнітного кола – ярмами (рис. 1.14) – то магнітний опір R буде складати:

$$R = R_m + R_w + R_\delta, \quad (1.1)$$

де R_m – магнітний опір магніту в напрямку намагнічування;

R_w – магнітний опір шару обмотки;

R_δ – опір власне повітряного проміжку.

Для двигуна з двома проміжками, які розташовані по обидві сторони обмотки зі сторони ротора, та ярма статора, що обертається, останнє складове подвоїться. Тоді відношення результату виразу (1.1) до такого ж виразу, але з подвоєним значенням R_δ дасть наближене значення зниження основного магнітного потоку. Результати розрахунку зазначеного відношення для практично значущого діапазону зміни величини повітряного проміжку зведені на графіках на рис. 1.15. Зазначимо, що графіки побудовані у припущенні рівних значень висоти магніту h_m та товщини обмотки h_w в радіальному напрямку, що за правило близько до оптимального значення [5, 49]. Зазначимо також, що великий повітряний проміжок задіяний у розрахунках, може відповідати високообертовому двигуну з бандажем на роторі. В разі використання бандажу на роторі для поверхневого кріплення магні-

тів товщина проміжків може бути різною. Але, оскільки у магнітному опорі присутня сума опорів повітряних проміжків, результати аналізу, наведені на рис 1.15 лишаються незмінними.

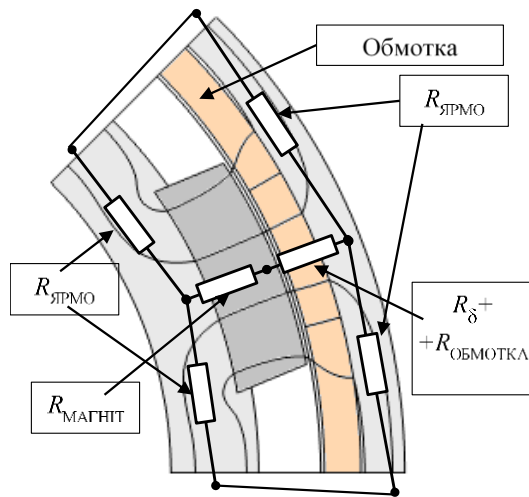


Рис. 1.14 — Заступна схема магнітного кола на одному полюсному поділі з одним повітряним проміжком

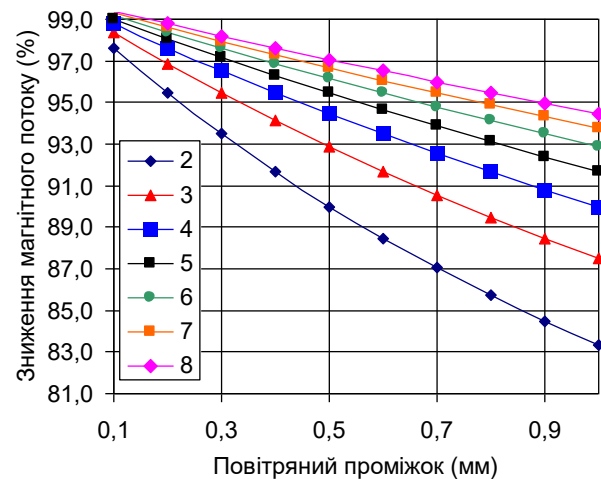


Рис. 1.15 — Втрата основного магнітного потоку у магнітопроводі з двома повітряними проміжками для різної товщини обмотки (2 ... 8 мм)

1.4 Моментні двигуни з масивним осердям статора

Моментний двигун (МД) – це електрична синхронна або машина постійного струму, режим роботи якої характеризується безперервною, але низькою частотою обертання або переривчастою частотою обертання. При цьому робота може полягати у повороті на певний кут і зупинці на певний час, за умови забезпечення номінального значення крутного моменту на валу. Зменшення швидкості обертання може бути реалізовано за допомогою зубчастого редуктора. У будь-якому випадку забезпечення статичного режиму зі створенням номінального крутного моменту на валу протягом заданого, можливо, теоретично необмеженого, періоду вимагає проектування електричної машини саме для такого режиму, незалежно від наявності чи відсутності редуктора. Функціональність МД іноді обмежується кутом повороту менше ніж за один оберт. У такому випадку МД ще називають

«виконавчим двигуном» чи за зразком англомовної літератури «актуатором» [56, 82].

Прикладом безпазового моментного двигуна з радіальним направленням основного магнітного потоку є створений в Інституті електродинаміки двигун для орієнтації космічного апарату, наведений на рис. 1.16. Цей двигун має безкорпусну конструкцію, тобто його вмонтовано безпосередньо у корпус апарату. На рисунку видно, що обмотку намотано безпосередньо на ярмо статора. Така обмотка називається «обмоткою кільцевого якоря» і зустрічається у нашому аналізі на рис. 1.5, у складі двигуна аксіальної конструкції. Важливою особливістю двигуна, що наведений на рис. 1.16, є наявність масивного ярма статора. Дуже низька швидкість обертання та протяжні періоди спокою дозволили зупинитися на застосування масивного магнітопроводу.

На рис. 1.17 наведено склад елементів активної зони теж безпазового моме-



Рис. 1.16 — Безкорпусний моментний двигун з радіальним магнітним потоком та масивним ярмом статора (Інститут електродинаміки НАН України)

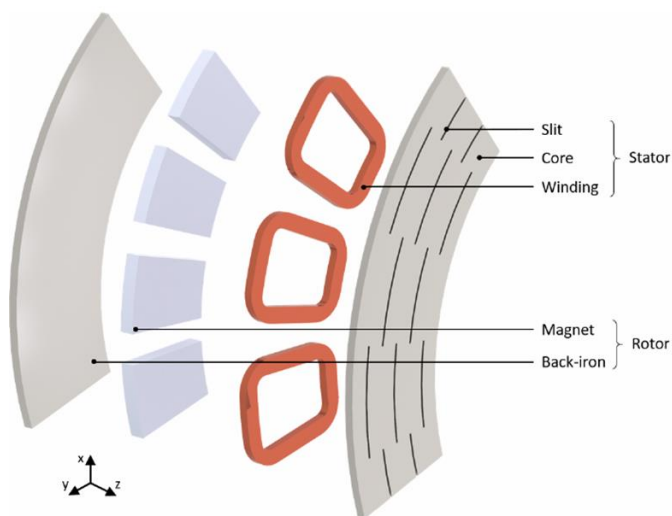


Рис. 1.17 — Склад безпазового двигуна з осьовим магнітним потоком та масивним ярмом статора [34]

ментного двигуна, теж з масивним ярмом статора, але аксіальної конструкції. На цьому рисунку видно прорізи у ярмі статора, призначенням яких і є збільшення опору вихровим струмам. Для пошуку оптимального варіанту такого технічного рішення вочевидь є пошук кількості та розташування цих прорізів. Незважаючи

на те, що конструкції вищерозглянутих двигунів принципово різні, особливості виконання їх обмоток можна порівняти.

У обмотки в радіальному двигуні (рис. 1.16) витки розподілені на весь полюсний поділ. Такий щільний розподіл витків свідчить про безумовно ефективне заповнення міддю повітряного проміжку, де відбувається електромеханічне перетворення енергії. Але частина витків, що лежить на зовнішній часті ярма неактивна, тобто в конструкції обмотки присутні і позитивний і негативний фактор. Обмотка у двигуні аксіальної конструкції (рис. 1.17) не повністю заповнює простір між статором та ротором, що знижує коефіцієнт заповнення міддю. Стосовно розташування витків в магнітному полі ротора, то активними є ті сторони котушки, які спрямовані в радіальному напрямку, тобто під час руху перетинають магнітний потік. Сторони котушок, які лежать у тангенціальному напрямку в меншому ступені перетинаються полем магнітів і знижують ефективність перетворення енергії. Фактично вказані частини котушок це повний аналог лобових частин традиційної конструкції електричної машини.

Висновок за розділом 1

Термін магнітоелектрична машина, або магнітоелектричний двигун зустрічається у літературі в ХХІ віці, завдяки роботам Антонова О.Є. (Інститут електродинаміки НАН України) [5], а також роботам інших авторів [55]. В англomовній літературі сталим терміном є двигун з постійними магнітами (PM motor), який є синонімом терміну «магнітоелектричний двигун», який і використовується у роботі.

Проведений аналіз перелічених у розділі як радіальних, так і аксіальних конструкцій магнітоелектричних двигунів дає змогу зробити висновок, що практично будь-яка з цих конструкцій може бути реалізована у безпазовому виконанні. Аналогічне твердження справедливе і для моментних двигунів. Що стосується наукових публікацій, в яких висвітлюються дослідження з предмета застосування масивного ярма статора в МЕЛД, вкрай мало. В доступних літературних джерелах виявлено лише незначну кількість робіт (зокрема, три публікації [34, 56, 71]), у

яких розглядаються відповідні конструктивні рішення для МЕЛД у функції виконавчого механізму (актуатора). Ці дослідження, доповнені кількома розробками, виконаними в Інституті електродинаміки, одну з яких наведено на рис. 1.16 є відправною базою знань в цьому напрямку.

Між тим, виконання ярма масивним дозволяє у кілька разів прискорити та здешевити виробництво нового типорозміру МЕЛД за рахунок заміни операції штамповки магнітопроводу токарним виробництвом.

У зв'язку з тим, що метою даної роботи є дослідження впливу магнітних та електричних втрат у масивних елементах конструкції, подальші дослідження конкретних моментних двигунів потребують ретельного розгляду основних питань, пов'язаних з електромагнітним та тепловим проектуванням електричних машин з зазначеною особливістю конструкції магнітопроводу.

Для конструкції з двома обертовими ярмами поява другого повітряного проміжку, що відокремлює ці ярма від обмотки статора, обумовлює зменшення основного магнітного потоку. Це зменшення залежить від співвідношення товщини шару обмотки та сумарної величини повітряних проміжків. Наближена оцінка цього зменшення, яку проведено на основі аналізу магнітного кола, дає в діапазоні розмірів одного повітряного проміжку 0,1 ... 1,0 мм за умов товщини шару обмотки в діапазоні 2 ... 8 мм лінійну залежність величини втрати основного потоку в діапазоні від 2,5 до 17%. Наявність двох обертових ярм ускладнює процес проектування машини, оскільки у доступних комерційних програмних середовищах проектування «Simcenter Motorsolve» та «ANSYS MotorCAD» відсутня опція розрахунку таких конструкцій. Більше того, розрахунок МЕЛД аксіальної конструкції присутній лише у пакеті «ANSYS MotorCAD» і лише у бета-версії.

Поява в складі конструкції масивного магнітопроводу статора додає складності у моделюванні поля з метою визначення розподілу вихрових струмів і втрат від них, а також втрат на гістерезис. Причина ускладнення полягає в тому, що порівняно з традиційним шихтованим магнітопроводом, в якому характер магнітного поля дуже близький до двовимірної, в масивному магнітопроводі розподіл магнітного поля завдяки зростанню впливу вихрових струмів стає суттєво триви-

мірним. Визначення чисельних значень цього впливу стає важливим, оскільки втрати в магнітопроводі статора – це безпосередньо втрати обертового моменту та збільшення нагрівання обмоток.

Все вищезгадане обумовлює необхідність розвитку досліджень втрат на вихрові струми в безпазових конструкціях МЕЛД з масивним магнітопроводом статора, як в безпосередньо в такому магнітопроводі так і в магнітах у комплексі з розв’язанням проблеми нагрівання магнітів з урахуванням теплопередачі теплопровідністю у елементах конструкції та конвективного тепловідведення за допомогою самовентиляції та зовнішнього потоку повітря. Поставлені завдання можуть бути розв’язані за допомогою моделювання електромагнітного поля як стаціонарного так і нестаціонарного в активній зоні машини, а також моделювання теплового поля в конструкції машини і турбулентного потоку охолоджуючого повітря в оточуючому просторі.

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ВТРАТ ВІД ЗМІННОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ ТА ТЕПЛОВОГО СТАНУ ЕЛЕКТРОПРОВІДНОГО СЕРЕДОВИЩА

2.1 Змінне магнітне поле в електропровідному середовищі

Тема роботи та поставлена мета обумовлюють моделювання змінного магнітного поля в активній зоні електричної машини, яка в загальному випадку є тривимірною неоднорідною областю, частини якої знаходяться у відносному рухливому стані. Тривимірне магнітне поле в нелінійному електропровідному середовищі описується двома рівняннями — першим, що витікає з рівнянь Максвелла [63], або, як ще називають це рівняння, — законом Ампера [95], а також рівнянням безперервності електричного струму. Рівняння формулюються в термінах векторного магнітного потенціалу $\mathbf{A}$ та скалярного електричного потенціалу φ . Перше з них має вигляд:

$$\nabla \times \mathbf{H} + \sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \varphi + \mathbf{v} \times \mathbf{B} \right) = \mathbf{J}_{Ex} , \quad (2.1)$$

де ∇ - диференціальний оператор Гамільтона;

$\mathbf{H}$ – вектор напруженості магнітного поля;

σ – електропровідність матеріалу;

t – час;

$\mathbf{v}$ – вектор швидкості руху середовища;

$\mathbf{B}$ – вектор магнітної індукції;

$\mathbf{J}_{Ex}$ – вектор зовнішніх струмів, які є джерелом магнітного поля.

При моделюванні електричної машини вектор зовнішніх струмів відображає струми обмоток. В рівнянні (2.1) вектор напруженості поля $\mathbf{H}$ визначається через вектор магнітної індукції $\mathbf{B}$ через нелінійну характеристику середовища:

$$\mathbf{H} = f(\|\mathbf{B}\|) \mathbf{B} / \|\mathbf{B}\| , \quad (2.2)$$

де $\mathbf{f}$ – це вираз характеристики намагнічування середовища (в загальному випадку це векторна функція).

Зазначимо, що співвідношення (2.2) вводять для скорочення запису рівняння (2.1). В свою чергу вектор магнітної індукції визначається виразом:

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}. \quad (2.3)$$

Рівняння безперервності електричного струму має вигляд:

$$\nabla \left[\sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla \varphi + \mathbf{v} \times (\nabla \times \mathbf{A}) \right) \right] = 0 \quad (2.4)$$

і робить систему рівнянь поля замкненою.

У зв'язку з обчислювальною трудомісткістю алгоритму розв'язання тривимірної задачі, часто і ефективно можна перейти до двовимірної задачі, здебільшого у поперечному перерізі електричної машини. Перехід до моделювання двовимірного магнітного поля спрощує математичну модель (2.1) – (2.4). В наслідок такого переходу по перше: лишається тільки перше рівняння (2.1), бо рівняння (2.4), що відображає закон безперервності електричного струму задовольняється автоматично, за допомогою відповідних граничних умов. У двовимірному магнітному полі векторний магнітний потенціал має тільки одну просторову компоненту. Зазвичай цю компоненту спрямовують вздовж осі z . Природно, що одна компонента лишиться і у векторі зовнішнього струму. В результаті рівняння (2.1) відносно складової A_z набуде наступного вигляду:

$$\nabla \times \mathbf{f}(\nabla \times (A_z \mathbf{e}_z)) + \sigma \left(\frac{\partial A_z}{\partial t} + \mathbf{v} \times \mathbf{B} \right) = J_{z,Ex} \quad (2.5)$$

Якщо припустити, що електропровідність середовища σ є однорідною та ізотропною, то вся складність, породжена нелінійністю середовища, міститься у нелінійній векторній функції $\mathbf{f}$. Тому розглянемо окремо варіанти представлення рівняння (2.5) для різних середовищ.

В теорії електричних машин існує багато досліджень оснований на аналітичних моделях та методах, які використовують те або інше спрощення системи рівнянь електромагнітного поля (2.1) – (2.6) спрямованих на обчислення втрат від

вихрових струмів в елементах конструкції МЕЛД. За правило, ці методи зосереджені на якомусь одному явищі. Важливими випадками є лінійне електропровідне середовище, та нелінійне електропровідне середовище, для котрих застосовують дещо різні математичні моделі.

2.2 Обмотки – лінійне середовище

В лінійному середовищі, яким є провідники обмотки, рівняння (2.1), (2.5) спрощуються. Наприклад рівняння (2.5) перепишиться у вигляді:

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} (\nabla \times (A_z \mathbf{e}_z)) + \sigma \left(\frac{\partial A_z}{\partial t} + \mathbf{v} \times \mathbf{B} \right) = J_{z,Ex} \quad (2.6)$$

де μ – магнітна проникність провідника, яка є константою.

За винятком випадків, коли обмотка намотується феромагнітним проводом, ця магнітна проникність дорівнює проникності повітря (вакууму). Оскільки у безпазових машин обмотку безпосередньо пронизує основний магнітний потік, втрати від вихрових струмів в обмотках таких машин дещо більші, ніж у машин з зубчастою структурою статора. В роботі [3] на основі наближеного розв'язання рівняння (2.6) для обчислення потужності цих додаткових втрат P_w у трифазному БМЕЛД запропоновано формулу

$$P_w = \frac{\pi^3 m w a f^2 B_m^2 d_{\text{пр}}^4 l_a}{16 \rho} \quad (2.7)$$

де m – це число фаз;

w – число витків фази;

a – число паралельних віток;

f – частота живлення;

B_m – максимальна магнітна індукція в повітряному проміжку (тобто безпосередньо в області обмотки);

$d_{\text{пр}}$ – діаметр проводу;

l_a – активна довжина пакета статора.

2.3 Магнітопровід – нелінійне середовище

Сталевий магнітопровід, як масивний, так і шихтований, являє собою область, заповнену нелінійним середовищем. Для моделювання магнітного поля в ньому необхідно мати дані характеристики намагнічування, які в загальному вигляді представляють вираз (2.2). Оскільки ми розглядаємо тільки ізотропне середовище (а в двовимірній постановці шихтований магнітопровід в поперечному перерізі теж є ізотропним середовищем), можна в якості характеристики намагнічування використовувати основну криву. В програмному комплексі «COMSOL Multiphysics» є декілька способів завдання характеристик: числовим масивом, аналітичною функцією. Аналітична функція має ту перевагу, що вона є гладкою та монотонною (що є властивістю характеристики намагнічування) – властивості, які необхідні для збіжності ітераційного процесу розрахунку нелінійної моделі. Оскільки ми використовуємо формулювання в термінах векторного магнітного потенціалу (2.1) нам треба використовувати в якості аргументу значення магнітної індукції. В комплексі COMSOL Multiphysics є можливість задавати не саму характеристику намагнічування, а залежність відносної магнітної проникності саме від магнітної індукції. Для апроксимації цієї характеристики можна обрати, як запропоновано в роботах [59, 60], дробово-раціональну функцію вигляду:

$$\mu = 1 + \frac{\mu_{\max}}{1 + (\|\mathbf{B}\| / B_s)^m}, \quad (2.8)$$

де $\mu_{\max}$ – максимальне значення відносної магнітної проникності;

B_s – значення індукції, що приблизно відповідає точці перегинання кривої намагнічування;

m – показник ступеня, який тим більший, чим більш різко перегинається характеристика намагнічування.

Як легко бачити, монотонність функції (2.8) гарантує монотонність та гладкість залежності напруженості магнітного поля від магнітної індукції, яку тепер можна визначити за формулою:

$$H = B / \mu_0 \mu, \quad (2.9)$$

де μ_0 – магнітна константа (проникність вакууму).

Приклади застосування функції вигляду (2.8) для апроксимації наведено на рис. 2.1, де для двох марок електротехнічної сталі та конструкційної сталі надані каталожні дані (точки) [14] та апроксимаційні криві (суцільна лінія). Коефіцієнти апроксимаційної функції для трьох розглянутих марок сталі наведено в таблиці 2.1. На рис. 2.2 наведено графіки похибки апроксимації. Під ованим значенням похибки мається на увазі значення різниці в кожній точці між даним довідника та обчисленим значенням, віднесеним до того ж самого табличного значення. Це дає змогу бачити локальну похибку. Графіки на рис. 2.2 демонструють найбільші коливання похибки в області великих (1,5 ... 2,0) значень магнітної індукції. Причому графіки мають нерегулярний коливальний характер. Наголосимо, що за умов великих значень магнітної індукції магнітна проникність знижується і вплив магнітопроводу на основний магнітний потік збільшується. Тому точність апроксимації за точкою перегинання кривої намагнічування дуже важлива. Оскільки з

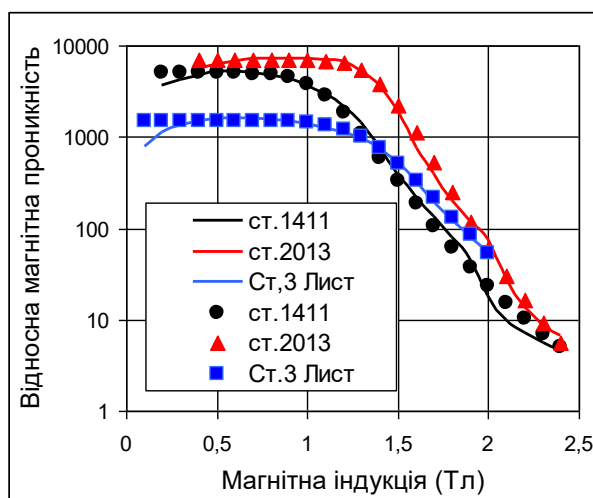


Рис. 2.1 — Апроксимація кривих намагнічування за допомогою дробово-раціональної функції

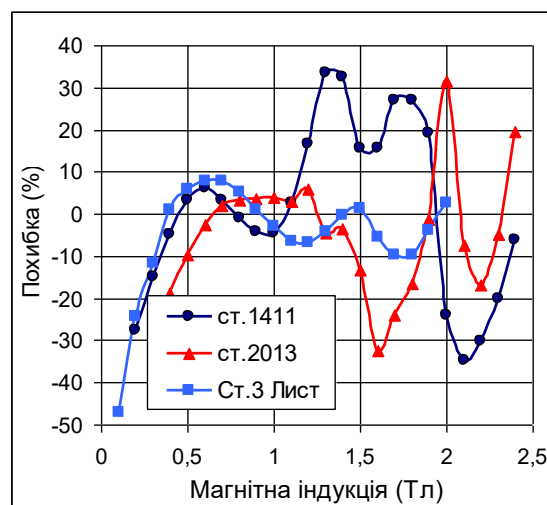


Рис. 2.2 — Локальна відносна похибка апроксимації кривої намагнічування

фізичних міркувань ясно, що реальна характеристика намагнічування є гладкою залежністю, коливання похибки на рис. 2.2 викликані неточністю каталожних даних. А те, що постійна складова цих коливань близька до нуля свідчить про задовільну якість апроксимації.

Таблиця 2.1

Коефіцієнти у формулі апроксимації (2.8)

	ст.1411	ст.2013	Ст.3 Лист
$\mu_{\max}$ (максимальна відносна магнітна проникність)	5000	7000	1500
B_s – магнітна індукція в «точці перегинання кривої намагнічування»	1,13	1,42	1,40
m – показник ступеню	9,50	14,00	9,30

2.4 Постійні магніти системи збудження – майже лінійне середовище

В останній час для магнітоелектричних машин використовують висококоєрцитивні магніти на основі інтерметалічних сполук неодиму та самарію. Ці магніти мають високі значення залишкової магнітної індукції B_r та низьке значення магнітної проникності на прямій повернення. Це значення для неодимових магнітів зазвичай дорівнює 1,04 ... 1,05, причому лінійність характеристики розмагнічування має місце на дуже великому відрізку зміни магнітної індукції – від значень, нижчих ніж 0,1 Тл, до значення залишкової магнітної індукції. Оскільки магніти надаються виробником завжди намагніченими, можна вважати середовище постійного магніту лінійним у магнітному відношенні. Апроксимуюча функція для постійного магніту має вигляд, наведений нижче:

$$H(B) = \frac{1}{\mu_0 \mu_{rec}} (B - B_r) \quad . \quad (2.10)$$

2.5 Втрати від гістерезису

Втрати від гістерезису, точніше всі втрати, що викликані не вихровими струмами, p_h в найпростішому випадку визначаються за формулою Штейнмеца [8], яка має вигляд

$$p_h = \eta f B^{1,6} \quad (2.11)$$

де η – це емпіричний коефіцієнт, що залежить від хімічного складу та обробки феромагнетика. Більш складну і обґрунтовану структуру має формула втрат у феромагнетику Бертотті [19, 20], яка використовується в комплексі «COMSOL Multiphysics» і яку наводимо далі для товщини листа d :

$$p = k_h f B_m^\alpha + \frac{\pi^2 d^2}{6\rho} f^2 B_m^2 + k_e f^{3/2} B_m^{3/2} \quad (2.12)$$

де k_h , α – емпіричні коефіцієнти стосовно втрат на гістерезис;

k_e – коефіцієнт додаткових втрат від молекулярних струмів, які викликані явищами в доменній структурі феромагнетика.

Ця формула розділяє складові втрат, які залежать від різних степенів частоти. Хоча перший член у (2.12) та формула (2.11) мають однакову структуру, зміст коефіцієнтів у цих виразах дещо різний, оскільки у формулі Штейнмеца [8] враховуються всі втрати за винятком втрат від вихрових струмів, і її слід вважати інженерною формулою.

2.6 Теплопередача

Тепловий режим і обумовлююча його теплопередача мають критичне значення у машинах з постійними магнітами на основі неодиму, оскільки нагрівання для цих магнітів вище визначеної граничної температури веде до виходу з ладу двигуна, робочі параметри якого не можна відновити без капітального ремонту – заміни ротора. Слід додати, що ізоляція класів нагрівостійкості F, H і більш високої припускає більш високу температуру, ніж та, при якій неодимові магніти втрачають намагніченість.

Нестационарний розподіл температури у твердому однорідному ізотропному тілі описується рівнянням теплопровідності:

$$\rho C \frac{\partial T}{\partial t} = \nabla \cdot (\lambda \nabla T) + Q \quad , \quad (2.13)$$

де ρ – щільність матеріалу;

C – питома теплоємність;

λ – коефіцієнт теплопередачі,

T – температура,

Q – об'ємна щільність джерел тепла.

Якщо магніти можна вважати однорідним середовищем, то шихтований магнітопровід або обмотку, намотану тонким проводом (в тому числі з метою зниження втрат на вихрові струми від перетину обмотки основним магнітним потоком), однорідним середовищем вважати не можна. Так, для шихтованого магнітопроводу або обмотки в разі моделювання поля розроблені формули для визначення еквівалентних теплових параметрів відповідного штучного середовища.

Оскільки шихтований магнітопровід не входить до сфери намічених у меті роботи дослідженнях, зупинимося лише на теплопередачі в багатовитковій обмотці.

2.7 Теплопередача у обмотці як гомогенізованому середовищі

Моделювання нагрівання обмоток – це найважливіша задача теплового розрахунку електричних машин, оскільки ізоляція обмотки є безпосередньо прилеглою до джерела тепла і сприймає підняття температури в першу чергу. Одним із способів підняття припустимої густини струму є створення обмоток печатного типу, в тому числі в машинах [33] для використання в літальних апаратах [27]. Також проводиться глибоке вивчення теплових параметрів компаундованих обмоток [72].

Моделювання навіть двовимірного теплового поля у поперечному перерізі обмотки електричної машини зустрічає значно більші труднощі, ніж моделювання магнітного поля. Якщо магнітна проникність проводу та повітря одна і та ж, то теплопровідність, в першу чергу, для проводу і ізоляційного компаунду, та власної ізоляції проводу відрізняються дуже значно. Спроба моделювати окремо кожний провідник призводить до невиправданого подрібнення сітки, суттєвого підвищення порядку системи рівнянь. За умов моделювання тривимірної задачі реалізація алгоритму потребує надмірних обчислювальних витрат. В роботах [18, 36, 37, 66–68, 77, 80, 85] проводились дослідження обчислення еквівалентних параметрів, так звана гомогенізація компонентів, що заповнюють паз електричної ма-

шини і запропоновано формули для обчислення еквівалентного коефіцієнту теплопровідності λ компаундованої обмотки з коефіцієнтом заповнення k_r , виконаної з круглого емальованого проводу. В роботі [81] запропоновано формулу

$$\lambda_{eq} = \left(\frac{k_r}{\lambda_c} + \frac{1-k_r}{\lambda_r} \right)^{-1}, \quad (2.14)$$

де λ_c – коефіцієнт теплопровідності міді;

λ_r – коефіцієнт теплопровідності компаунду.

В роботі [39] запропоновано формулу аналогічного призначення:

$$\lambda_{eq} = \lambda_r \frac{(1+k_r)\lambda_c + (1-k_r)\lambda_r}{(1-k_r)\lambda_c + (1+k_r)\lambda_r}. \quad (2.15)$$

У роботі [26] за допомогою методу скінчених елементів (МСЕ) проведено дослідження точності вищенаведених формул. Еквівалентна питома щільність речовини гомогенізованої обмотки ρ_{eq} розраховувалась за щільністю ρ_i та об'ємом V_i кожного з елементів обмотки та її заповнювача у відповідності до формули

$$\rho_{eq} = \sum_i \rho_i \frac{V_i}{V}, \quad (2.16)$$

де V – сумарний об'єм всіх елементів, що заповнюють обмотану частину паза. Середньовиважена теплоємність обчислювалась за формулою

$$C_{eq} = \frac{\sum_i C_{p,i} \rho_i V_i}{\sum_i \rho_i V_i}. \quad (2.17)$$

Нарешті середньовиважене тепловиділення визначалося за формулою

$$Q = \frac{1}{V} \sum_i q_i V_i \quad (2.18)$$

де q_i – інтенсивність тепловиділення у кожному з виділених в розрахунковій області об'ємів. За умов моделювання двовимірного поля роль об'ємів в формулах (2.16) – (2.18) будуть виконувати площини відповідних ділянок.

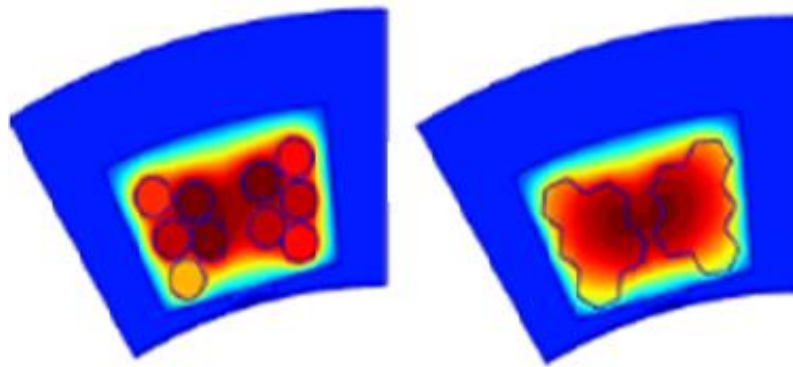


Рис. 2.3 — Температурне поле в поперечному перерізі реальної обмотки (ліворуч) та гомогенізованої (праворуч) [26]

На рис. 2.3 наведено температурне поле в поперечному перерізі паза електричної машини з реальним розташуванням круглих провідників та з еквівалентною розрахунковою областю з усередненими параметрами. В результаті досліджень авторами цієї роботи було доведено, що найточніші результати визначення еквівалентних параметрів досягаються з використанням формули (2.15) [39].

2.8 Теплопередача між статором ротором та повітрям

У швидкообертливих МЕЛД із зовнішнім ротором або обома осердями, що обертаються (рис. 1.10) теплообмін у повітряному проміжку та на зовнішній поверхні ротора слід моделювати з урахуванням турбулентного потоку повітря, що збуджується обертливим рухом ротора і потоком, що набігає в разі примусового охолодження.

Рух повітря в повітряному проміжку і в області навколо зовнішнього ротора з постійними магнітами може бути змодельовано як турбулентне переміщення нестисливого середовища, що описується осередненим у часі рівнянням Нав'є-Стокса [95]. Миттєві значення швидкості та тиску реально представляти у вигляді суми середніх та пульсаційних складових:

$$\mathbf{u} = \bar{\mathbf{u}} + \mathbf{u}' , \quad (2.19)$$

$$p = \bar{p} + p' , \quad (2.20)$$

де $\bar{\mathbf{u}}$, $\bar{p}$ – усереднені за часом швидкість середовища та тиск;

$\mathbf{u}'$, p' – флуктуації турбулентного потоку.

Рівняння нерозривності для осередненого потоку має вигляд:

$$\nabla \bar{\mathbf{u}} = 0 \quad (2.21)$$

Рівняння імпульсу для турбулентного потоку повітря представлено у формі:

$$\rho \left(\frac{\partial \bar{\mathbf{u}}}{\partial t} + \bar{\mathbf{u}} \cdot \nabla \bar{\mathbf{u}} \right) = -\nabla \bar{p} + \nabla \cdot \left[(\mu + \mu_t) (\nabla \bar{\mathbf{u}} + (\nabla \bar{\mathbf{u}})^T) \right], \quad (2.22)$$

де ρ – густина повітря;

μ – молекулярна в'язкість;

μ_t – турбулентна молекулярна в'язкість.

Для замкнення рівнянь використовується модель турбулентності k - ω у відповідності до якої турбулентна в'язкість визначається як:

$$\mu_t = \rho \frac{a_1 k}{\max(a_1 \omega, SF_2)}, \quad (2.23)$$

де k – кінетична енергія турбулентності;

S – інваріант тензора швидкостей деформації;

F_2 – коригуюча функція моделі.

Теплоперенос у моделі «обмотка-повітря-ротор» у моделі описується рівнянням енергії з урахуванням, що характер переносу є турбулентним:

$$\rho C_p \left(\frac{\partial T}{\partial t} + \bar{\mathbf{u}} \cdot \nabla T \right) = \nabla \cdot [(\lambda + \lambda_t) \nabla T] + Q_{\text{PM}}, \quad (2.24)$$

де C_p – ізобарна теплоємність повітря;

λ – коефіцієнт молекулярної теплопровідності;

$\lambda_t = \mu_t C_p / \text{Pr}_t$;

Pr_t – число Прандтля;

Q_{PM} – тепловиділення в магнітах.

Висновок за розділом 2

Розглянуті математичні моделі електромагнітних та теплових полів охоплюють усі заплановані етапи моделювання в процесі дослідження магнітних та електричних втрат у МЕЛД, а також впливу їх величини на крутний момент і нагрівання магнітів та обмотки в режимі постійної швидкості обертання.

Наголосимо, що електромагнітні та теплові процеси в МЕЛД є взаємопов'язаними та розглядаються в межах єдиної «мультифізичної» постановки задачі, яку реалізовано в комплексі «COMSOL Multiphysics». Для розрахунку нагрівання магнітів використовується зв'язана нестационарна задача моделювання змінного електромагнітного поля в рухомому середовищі і нагрівання середовища вихровими струмами - фактично індукційне нагрівання. Для розрахунку вентиляційного охолодження обмотки безпазового двигуна використовується постановка нестационарної теплопровідності у середовищі обмотки та конвективне охолодження цієї обмотки турбулентним потоком повітря.

Принциповим фактором є те, що в феромагнітному електропровідному середовищі, яким є масивний магнітопровід, характеристика намагнічування обумовлює нелінійність постановки задачі розрахунку магнітного поля. Для нелінійної задачі першорядним заходом є забезпечення монотонності та гладкості даних, що апроксимують цю характеристику. В розділі проаналізовано підходи для задання нелінійної характеристики намагнічування феромагнітного середовища, наведені приклади апроксимації її аналітичною дробово-раціональною функцією і підкреслено важливість досягнутої локальної точності апроксимації в області значних величин магнітної індукції, а також гладкості та монотонності використаної апроксимуючої залежності, що необхідно для збіжності розв'язання нелінійної граничної задачі. Додамо, що під локальною точністю мається на увазі обчислення похибки апроксимації по відношенню до заданих вхідних (каталожних) даних в кожній точці, а не по відношенню до базового значення (як-то максимальне значення магнітної проникності).

В розділі наведено аналіз існуючих методик обчислення еквівалентних параметрів середовища, зокрема багатовиткової обмотки, для моделювання поля температури, що визначається теплопровідністю в неоднорідному середовищі, яким є компаундована обмотка з ізолюваного проводу. На основі аналізу зарубіжних авторів для моделювання області обмотки обрано найбільш адекватні формули обчислення еквівалентного коефіцієнта теплопровідності та середньовзвážених параметрів багатовиткової обмотки.

Для моделювання конвективного теплообміну між обмоткою, поверхнею ротора та навколишнім повітрям задаються граничні умови третього роду, при цьому коефіцієнт тепловіддачі враховує кутову швидкість ротора, що обертається, геометрію повітряного зазору та властивості повітря. Нагрівання постійних магнітів визначається з урахуванням об'ємного тепловиділення, що включає втрати на гістерезис та вихрові струми. Магнітний стан постійного магніту в процесі розрахунку оцінюється за прямою повернення для визначення можливості нехтування втратами на гістерезис у порівнянні з втратами на вихрові струми. Під час розрахунку нагрівання магнітів внесок теплового випромінювання можна вважати незначним у порівнянні з конвекцією, і ним можна знехтувати [49].

При моделювання повітряний проміжок і зовнішню поверхню ротора розглядаються як області з рухомим турбулентним потоком повітря як нестисливого середовища, що дозволяє адекватно враховувати вплив швидкості обертання ротора на конвективний коефіцієнт тепловіддачі з рухомої поверхні що знаходиться у незалежному потоці повітря.

Наведені в розділі математичні моделі повністю реалізуються засобами програмного комплексу «COMSOL Multiphysics», зокрема в межах фізичних інтерфейсів *Magnetic Fields*, *Rotating Machinery*, *Electromagnetic Heating* та *Heat Transfer in Solids and Fluids* та *Heat Transfer + Turbulent Flow*, які дозволяють розв'язувати як незалежні фізичні процеси, так і пов'язані між собою через мультифізичний інтерфейс.

РОЗДІЛ 3

ЕЛЕКТРОМАГНІТНІ ВТРАТИ І ОБЕРТОВИЙ МОМЕНТ У ДВИГУНАХ МОМЕНТНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ

3.1 Моментний двигун з аксіальним магнітним потоком («дисковий») та масивним осердям статора

Термін «дисковий» не є сталим технічним терміном. Так іноді називають двигун з аксіальним полем, коли його осьова довжина суттєво менша за діаметр. Наприклад двигун з одним ротором, зображений на рис. 1.6. У деяких застосуваннях аксіальний магнітоелектричний двигун (АМЕЛД) демонструє краще співвідношення ваги до розміру, ніж традиційні двигуни з радіальним потоком [73]. АМЕЛД може зручно вмістити досить велику кількість полюсів. Тому вони добре підходять для низькошвидкісних застосувань. У деяких випадках високий момент інерції стає корисним для застосувань, де АМЕЛД також поєднує властивості маховика. Мала частота обертання i , відповідно, мала частота магнітного поля в магнітному осерді моментного двигуна (МД) спричиняють помірні втрати в сталі від вихрових струмів. Врахування цього факту дозволяє виготовляти магнітне осердя статора (фактично ярмо, оскільки розглядається безпазова конструкція) без використання традиційної для промислової частоти шихтованої структури. У цьому підході ярмо виготовляється суцільним з дешевої конструкційної сталі, наприклад, сталі 20, а тонкі кільцеві наскрізні прорізи робляться для зменшення впливу вихрових струмів [34]. Однак існує проблема з ефективністю цього методу залежно від кількості та розташування прорізів та режиму роботи машини. Тобто, необхідно визначити припустиме зниження крутного моменту та відповідний діапазон швидкості обертання для заданого крутного моменту навантаження електроприводу.

3.1.1 Конструкція двигуна

Дослідження МД із радіальною структурою було виконано в [46]. Технічні застосування з прямим приводом часто вимагають мінімізації осьового габариту

пристрою. У такому разі вирішальну роль під час вибору типу машини відіграють переваги аксіальної конструкції двигунів.

На рис. 3.1 наведено конструкцію 24-полюсного АМЕЛД та фрагмент, що відповідає одному полюсному кроку з фазними котушками (жовтий — фаза А, зелений — фаза В, червоний — фаза С). Геометричні розміри активної зони та деякі параметри фізичної моделі двигуна, які будуть далі використані у моделюванні, наведені в таблиці 3.1. Слід зазначити, що така конструкція обмотки не є оптимальною з точки зору технології виготовлення котушок за такої великої кількості полюсів, проте вона забезпечує максимальне значення моменту.

Дотримуючись підходу, запропонованого в [34], розглянемо вплив кільцевих прорізів в безпазовому магнітопроводі статора, який складається лише з ярма (рис. 3.1). Для забезпечення міцності конструкції прорізи не можуть простягатися уздовж всієї окружності. Аналогічно рішенню, наведеному у вищезгаданій роботі, «перемички» в суміжних прорізах розглядаються розташованими із симетричним зсувом (рис. 3.2).

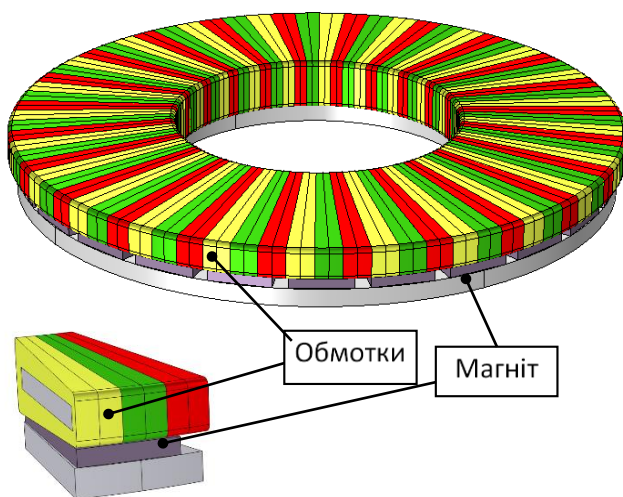


Рис. 3.1 — Конструкція активної частини дискового моментного двигуна

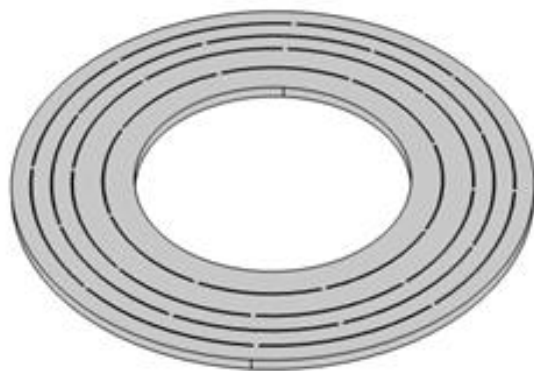


Рис. 3.2 — Ярмо статора з прорізами

Оскільки вплив обмотки на розподіл магнітного поля в магнітопроводі статора є незначним порівняно з полем постійних магнітів, цим впливом можна знехтувати під час розрахунку втрат на вихрові струми в осерді статора. Через вели-

кий немагнітний зазор між магнітопроводами статора та ротора вихровими струмами, зумовленими пульсаціями магнітного поля в роторі та ПМ, також можна знехтувати.

3.1.2 Розрахунки на основі двовимірного моделювання

В поперечному перерізі циліндричних електричних машин магнітне поле надає хороше наближення до поля у всій активній частині, що надає дослідникам та інженерам змогу проводити розрахунок показників машини на базі аналізу тільки двовимірного поля в поперечному перерізі. В активній частині аксіальної конструкції не можна виділити переріз, що дозволяє розповсюдити результати моделювання поля в ньому на всю активну зону. Незважаючи на те, що безпазова конструкція дозволяє розраховувати лише один полюсний поділ, який показано на рис. 3.1, розрахункова область принципово має бути тривимірною. Здебільшого з цієї причини в інженерних програмних комплексах для проектування електричних машин, таких як «Simcenter Motorsolve» та «ANSYS MotorCAD», на момент нашого дослідження опції для аналізу АМЕЛД були відсутні.

Електропровідне середовище з великою магнітною проникністю, яким є феромагнітне ярмо, інколи не дозволяє отримати збіжність розв'язку в тривимірній постановці. Тому на першому етапі дослідження було проведено дослідження на основі двовимірних приблизних оцінок. В аксіальній структурі МЕЛД магніти мають форму сегмента. Було проведено моделювання низки двовимірних структур, які відповідають ширині полюсного поділу на проміжних діаметрах. На рис. 3.3 схематично показані контури прямокутних вже магнітів, що відповідають полюсному поділу на зовнішньому діаметрі. Магнітопроводи статора і ротора в такому двовимірному наближенні будемо вважати «розгорнутими» у нескінченні смуги. На рис. 3.4 Наведена картина двовимірного поля, що відповідає поперечному перерізу такої смуги, площа якої співпадає з напрямком руху ротора і напрямком намагніченості магнітів.

На рис. 3.4 видно, що в магнітопроводі статора спостерігається зсув магнітного поля, що викликаний вихровими струмами, індукованими рухом поля рото-

ра. Зауважимо, що оскільки нас цікавить тільки гальмівний момент, викликаний втратами від вихрових струмів у ярмі статора, обмотку можна не розглядати з двох причин: а) поле обмотки набагато слабкіше за поле магнітів; б) вихрові струми від поля обмотки хоча й викликає втрати у ярмі статора, та ці втрати не викликають гальмівного моменту, оскільки поле обмотки рухається синхронно.

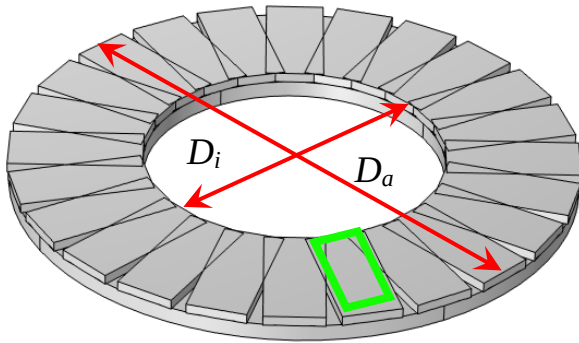


Рис. 3.3 — Ротор МД дискового типу. Зверху схематично показані розміри магнітів з шириною за зовнішнім діаметром (зеленим показано контур вихрового струму на полюсному поділі)

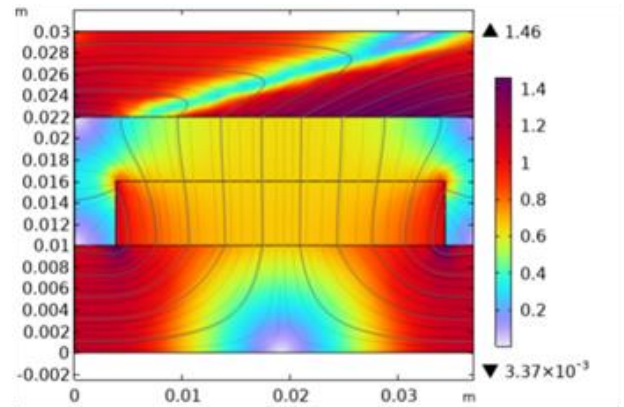


Рис. 3.4 — Поле в двовимірному тангенціальному перерізі

Користуючись принципом відносності, можна розглядати не рух ротора з магнітами відносно статора, а розглядати рух статора відносно ротора. Це спрощує математичну модель, оскільки область статора – це тільки смуга у двовимірному представленні, в якій можна обчислювати лише момент від конвективного члену $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$ в рівнянні (2.6). Зазначимо, що спрощення є суттєвим, оскільки для рухомої смуги, якою є статор, не треба використовувати опцію *Moving mesh*, чим значно знижується обчислювальний час. Якщо в двовимірній постановці це спрощення не так актуально, то для тривимірної, яка буде використовуватись надалі, - це спрощення є суттєвим.

Другим прийомом, який необхідно застосувати у зв'язку з переходом до двовимірної постановки, є врахування скінченної довжини розрахункової області. Особливо це важливо, коли розрахункова область є електропровідною і в ній протікають вихрові струми. Ці струми в межах полюсного поділу вимушені замика-

тися на торцях області, в даному випадку – на зовнішньому та внутрішньому діаметрах. Оскільки електрорушійна сила (ЕРС) руху наводиться тільки у тих частинах контуру, що спрямовані поперек руху. Інші частини контуру – саме поблизу торців – є баластом і викликають зростання еквівалентного опору вихровим струмам. доречі це явище зменшує вихрові струми і є в розглянутому випадку масивного магнітопроводу статора позитивним. Проте його треба враховувати. Традиційно це явище враховується збільшенням активного опору матеріалу [12, 13] (в даному випадку сталі магнітопроводу) на величину, що відповідає неактивним частинам контуру вихрового струму. Схематично контур вихрового струму в статорі (який не показано) наведено на рис. 3.3. Таким чином у найпростіший спосіб потрібне збільшення опору матеріалу може бути шляхом помноження опору на коефіцієнт k_L , що визначається відношенням довжини активних ділянок контуру до його периметру, тобто

$$k_L = \left[1 + kCR \frac{\tau_i}{(D_a - D_i)/2} \right] \quad (3.1)$$

де τ_i – полюсний поділ, D_a – зовнішній діаметр магнітопроводу, D_i – внутрішній діаметр, kCR – емпіричний коефіцієнт, який спрямований на деяке осереднення ($0 < kCR < 1$) або повне нівелювання ($kCR = 0$) дії цієї формули на розрахунковий опір середовища.

На рис. 3.5 наведено залежність обертового моменту від розрахункового радіусу, якому відповідає полюсний поділ двовимірної задачі для трьох значень емпіричного коефіцієнта (3.1) для номінальної швидкості обертання 3,5 рад/с і співвідношення діаметрів $D_i/D_a = 0,53$. За умовну одиницю було прийнято момент, обчислений без корекції коефіцієнтом kCR при максимальному полюсному поділі, що видно з рисунку. Дані кривих обчислювалися за двома алгоритмами. Перший з них, тензор поверхневих напружень Максвелла τ_M , який визначається за виразом

$$\mathbf{n}\tau_M = -1/2 \mathbf{n}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}) + (\mathbf{n} \cdot \mathbf{H})\mathbf{B}^T, \quad (3.2)$$

де $\mathbf{n}$ — нормаль до поверхні тіла, на яку діє сила, $(\cdot)^T$ — символ транспозиції.

Крутний момент $\mathbf{M}$ розраховується шляхом інтегрування тензора (3.2) по поверхні $\partial\Omega$, що покриває статор або ротор

$$\mathbf{M} = \frac{(D_a - D_i)}{2} \oint_L (\mathbf{y} \mathbf{e}_y) \times (\mathbf{n} \tau_M) d\mathbf{L} \quad , \quad (3.3)$$

де L – контур вздовж якого обчислюється момент;

y – вертикальна координата декартової системи координат в двовимірній області (рис. 3.4); $\mathbf{e}_y$ – орт декартової системи координат. У другий спосіб обертовий момент M_Q обчислювався за повними втратами від вихрових струмів Q_{rh} поділеними на кутову частоту обертання ротора ω_R

$$M_Q = Q_{rh} / \omega_R \quad . \quad (3.4)$$

Втрати обчислювались в комплексі «COMSOL Multiphysics».

Як видно з графіків на рис. 3.5 обидва методи обчислення моменту дають близькі значення, що дає підстави в подальшому використовувати лише один метод. На даному рисунку також нанесено три значення моменту, обчисленого за еквівалентною тривимірною моделлю, які підтверджують задовільну точність двовимірної методики за умов значення коефіцієнта kCR , що дорівнює 0,5. На рис. 3.6 наведено результати обчислення втрат. І все ж результати, представлені на цьому рисунку, мають тільки допоміжне значення. Надто сильно змінюється момент в діапазоні зміни розрахункового полюсного поділу або пов'язаного з ним розрахункового діаметра. Але, якщо розділити магнітопровід статора вищезгаданими прорізами, то для кожного з утворених кілець (рис. 3.2) є суттєво менше відношення діаметрів і тому менша похибка визначення моменту кожного кільця. Обчислення обертового моменту в залежності від швидкості обертання двома згаданими способами теж дає узгоджений результат, що показано на рис. 3.6. Проте робити висновок про більш точний метод за цими даними не можна, оскільки для таких висновків треба узгодити густину сітки скінчених елементів для метода тензора Максвелла біля поверхні рухомих частин, а для методу обчислення моменту через втрати – по всій рухомій області, де ці втрати є.

В процесі дослідження було винайдено прийнятну комбінацію з п'яти прорізів, котрі ділять кільцевий магнітопровід статора на шість кільцевих частин ра-

діальні розміри при відліку яких від зовнішнього краю магнітопроводу складають 12,5; 12,5; 12,5; 18,75; 18,75; 25 відсотків. Значення обертових моментів виділених кільцевих частин, що розділені прорізами, віднесені до кільцевих ділянок суцільного магнітопроводу наведено на рис. 3.7. Підсумовуючи дані аналізу магнітопроводу з масивним статором можна сказати, що, як свідчать графіки на рис. 3.5, більш точними є результати для значення коефіцієнта корекції $k_{CR} = 0,5$. Тому з ламаних ліній на рис. 3.7 витікає, що виконання прорізів у кільцевому масивному магнітопроводі з вищезазначеними інтервалами може знизити гальмівний момент майже в 5 разів, що видно з нижнього графіка.

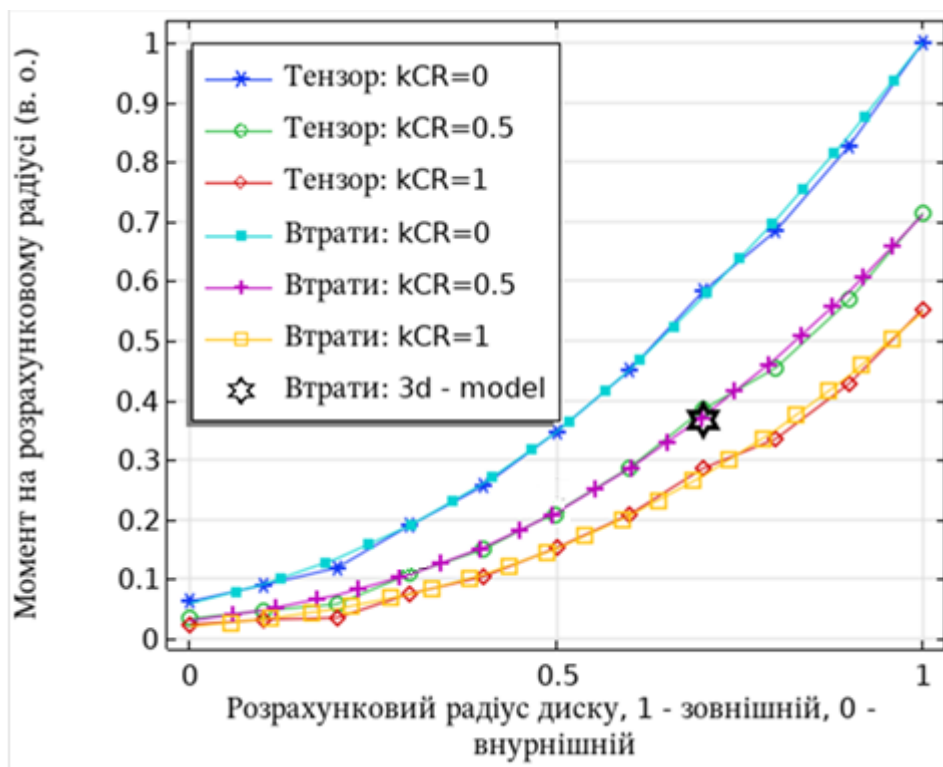


Рис. 3.5 — Залежність обертового моменту за двовимірною моделлю з емпіричним коригуванням опору матеріалу

Важливо також зазначити, що зроблені розрахунки впливу масивного осердя статора на обертовий момент стосуються лише вихрових струмів. Що стосується впливу гістерезису, то цей вплив має іншу природу і породжує інші залежності від магнітної індукції та частоти [8, 47]. Тому оцінку впливу гістерезису на обертовий момент буде проведено в підрозділі 3.3, де розрахункові дані будуть порівняні з експериментальними, отриманими на фізичній моделі.

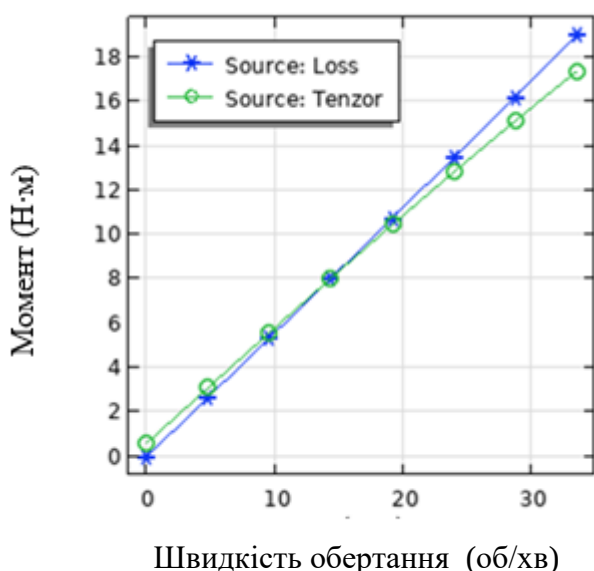


Рис. 3.6 — Залежність обертального моменту від швидкості обертання обчислене двома методами: за втратами (Loss), та тензором (Tensor)

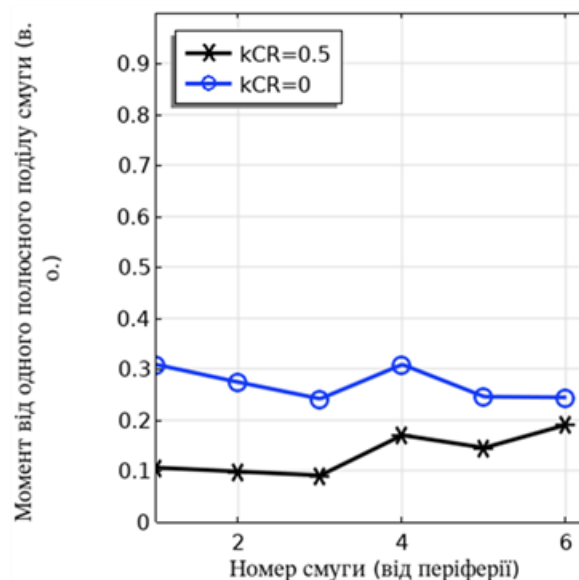


Рис. 3.7 — Відносне зниження моменту окремих кілець магнітопроводу при наявності шести нерівномірно розташованих прорізів

3.1.3 Етапи розрахунку та математична модель

Якщо в попередньому пункті було розглянуто двовимірну модель АМЕЛД, то в поточному пункті розглядається аналогічна задача на основі тривимірного магнітного поля. Як зазначалось вище, задана швидкість обертання ротора двигуна не повинна перевищувати номінального значення 3,5 рад/с. Відповідно, частота струму живлення може досягати 6,7 Гц (кутова частота ω — до 42 рад/с). За таких умов дослідження можна поділити на два етапи. Інші показники режиму роботи, геометричні розміри та інші дані наведено в таблиці 3.1.

Оскільки нам важливо оцінити втрату моменту МД під впливом вихрових струмів, дослідження доцільно проводити у два етапи.

Перший етап — розрахунок максимального статичного моменту (при нерухомому роторі).

Другий етап — розрахунок гальмівного моменту, зумовленого руховими вихровими струмами в суцільному магнітопроводі статора, при ігноруванні струмів в обмотці.

Різниця між статичним та гальмівним моментом фізично складає момент від гістерезису. Але, як зазначалося вище, гістерезисний момент буде досліджений у подальшому підрозділі. Формулювання граничної задачі ґрунтується на таких припущеннях:

- нехтування «перемичками» в осерді статора, які переривають щілини;
- нехтування впливом струмів обмотки на магнітний стан осердя статора;
- нехтування втратами на вихрові струми в постійних магнітах та осерді ротора;
- максимальний момент не залежить від комбінації живлення фаз статора.

Таблиця 3.1

Параметри дискового моментного двигуна

Параметр	Число	Число/τ
Число пар полюсів, p	12	-
Зовнішній діаметр, D_a (mm)	340	10
Внутрішній діаметр, D_i (mm)	180	5,3
Середній полюсний поділ, τ (mm)	34	1
Ширина осердь, L_z (mm)	80	2,35
Висота ярма статора, h_{ys} (mm)	8	0,24
Товщина обмотки, h_w (mm)	5	0,147
Ефективний проміжок, $h_w + \delta$ (mm)	5,5	0,162
Висота магніту, h_m (mm)	6	0,18
Кутова ширина магніту, α_m (°)	140	-
Висота ярма ротора, h_{yr} (mm)	10	0,24
Густина струму, J_w (A/mm ²)	5	-
Залишкова магнітна індукція, B_r (Т)	1,3	-
Номінальна кутова частота обертання, ω_R (rad/s)	3,5	-

Визначення максимального моменту при нерухомому роторі відповідає магнітостатичній задачі. Момент може бути визначений шляхом обчислення тензора напружень Максвелла τ_M або інтегрування сили Лоренца F_L по відповідних областях. Тензор Максвелла виражається через вектори напруженості магнітного поля $\mathbf{H}$ та магнітної індукції $\mathbf{B}$ за виразом (3.2) [62]:

$$\mathbf{n}\tau_M = -1/2\mathbf{n}(\mathbf{H} \cdot \mathbf{B}) + (\mathbf{n} \cdot \mathbf{H})\mathbf{B}^T \quad (3.5)$$

де $\mathbf{n}$ — нормаль до поверхні магнітопроводу статора, $(\cdot)^T$ — символ транспозиції. Крутний момент M розраховується шляхом інтегрування тензора (3.1) по поверхні Ω , що покриває статор або ротор

$$\mathbf{M} = \oint_{\partial\Omega} (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) \times (\mathbf{n} \tau_M) dS \quad (3.6)$$

де $\partial\Omega$ — поверхня, що охоплює область Ω ; $\mathbf{r}$ — радіус-вектор довільної точки; $\mathbf{r}_0$ — радіус-вектор точки на осі обертання; dS — елемент площі поверхні $\partial\Omega$. Припустимо, що вісь обертання збігається з віссю z . Тоді проекція крутного моменту на вісь обертання дорівнює

$$M_z = \mathbf{e}_z \cdot \mathbf{M} \quad (3.7)$$

Силу Лоренца $\mathbf{F}_L$ обчислюють в областях із струмом як векторний добуток векторів густини струму $\mathbf{J}$ та магнітної індукції $\mathbf{B}$.

$$\mathbf{F}_L = \mathbf{J} \times \mathbf{B} \quad (3.8)$$

У цьому випадку момент визначається як інтеграл по області обмотки Ω_w :

$$M_z = \int_{\Omega_w} (\mathbf{r} / |\mathbf{r}|) \times \mathbf{e}_\varphi F_{L\varphi} \mathbf{e}_z d\Omega \quad (3.9)$$

де $\mathbf{e}_\varphi$ та $\mathbf{e}_z$ — одиничні вектори циліндричної системи координат (r, φ, z) .

3.1.4 Перший етап. Визначення статичного моменту.

Математична модель тривимірного магнітного поля, а також вираз для визначення компоненти сили Лоренца, включеної у вираз (3.9), реалізовані в інтерфейсі *Magnetic Fields* програмного комплексу «COMSOL Multiphysics», який використовувався для моделювання.

Перший етап відповідає магнітостатичній задачі з зовнішніми струмами в фазах обмотки. Ця задача формулюється щодо магнітного векторного потенціалу $\mathbf{A}$ в інтерфейсі *Magnetic Fields*. Обчислювальна область для першого етапу моделювання наведена на рис. 3.8.

Розрахунковій області притаманна осьова симетрія. Завдяки симетрії можна розглядати лише один полюсний поділ, граничні умови на бічних границях (що відповідають границям між полюсними поділами) задовольняють антиперіодичній умові (рис. 3.8.). На решті меж встановлено умови магнітної ізоляції:

$$\mathbf{n} \times \mathbf{A} = 0 \quad (3.10)$$

Оскільки розглядається трифазне живлення від інвертора, струм завжди протікає через дві фази. Тому максимальний момент може бути досягнутий при різних комбінаціях струмів фаз. Щоб зберегти симетрію магнітного поля відносно осі полюсного поділу, оберемо однаковий напрямок струму в фазах А та С (рис. 3.9). Також симетрично будемо розташовувати магніт ротора. Тоді, очевидно, що поля статора і ротора будуть спрямовані ортогонально, що забезпечує максимальний момент.

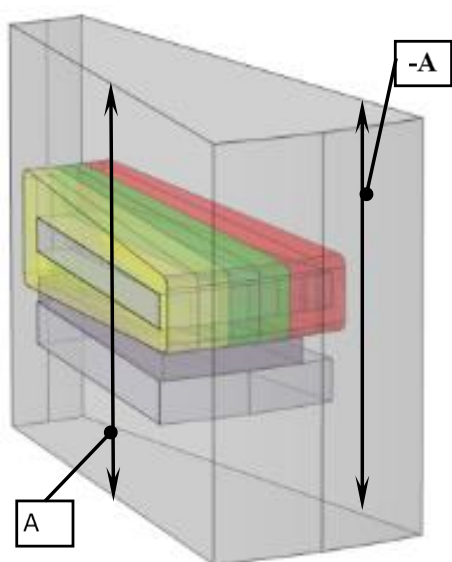


Рис. 3.8 — Розрахункова область магнітостатичної задачі для визначення максимального моменту (один полюсний поділ)

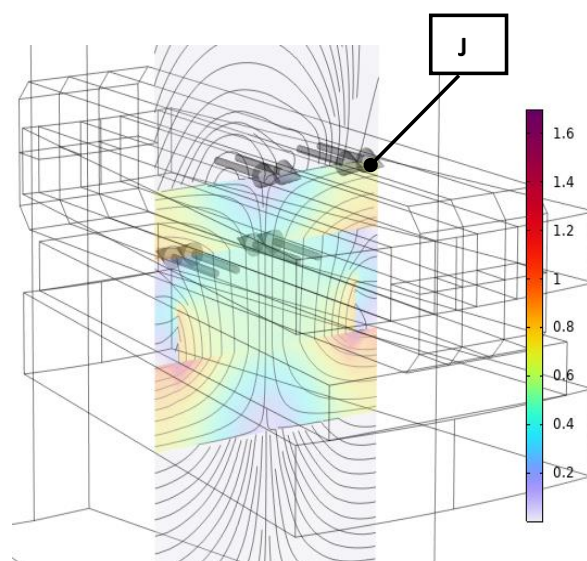


Рис — 3.9. Поле норми магнітної індукції та напрямок струмів у фазах А і С

Сприйнятливість ситуації у випадку обчислення максимального моменту у безпазових МЕЛД полягає в тому, що для цих машин можна заздалегідь точно вказати положення ротора, при якому спостерігається цей максимум. Це пов'язано з тим, що в цих машинах полюсність статора та ротора співпадають на відміну від МЕЛД з зубчастим магнітопроводом статора.

В результаті розв'язку магнітостатичної задачі було визначено максимальний обертовий момент, який для цього двигуна становить 50 Н·м.

3.1.5 Другий етап. Змінне магнітне поле

На другому етапі, як зазначалося раніше, обмотка не враховується в аналізі. Завдяки простій формі осердя статора, як і в пункті 3.1.2, можна розглядати його рух відносно ротора. Гальмівний момент можна розрахувати шляхом ділення втрат на вихрові струми Q_{rh} , спричинених рухом провідного середовища в магнітному полі, на кутову частоту ω_R за формулою (3.4):

Для розв'язання задачі використовувався інтерфейс «*Magnetic and Electric Fields*». У цьому інтерфейсі тривимірна гранична задача формулюється щодо магнітного векторного потенціалу $\mathbf{A}$ та електричного скалярного потенціалу ϕ (вирази (2.1) – (2.4)). Як зазначалося вище, впливом обмоток на розподіл магнітного поля можна знехтувати.

Таким чином, область моделювання можна розглядати як таку, що складається лише з ярм і ПМ, як показано на рис. 3.10. На ній зображено сегмент ярма статора, розділений чотирма щілинами нерівномірного розташування. Відстань між щілинами зменшується зі збільшенням відстані від осі для компенсації зростання моменту сегмента. Антиперіодичні граничні умови на бокових поверхнях такі ж, як і на першому етапі (рис. 3.8).

Важливим фактором для збіжності розв'язку є гладкість та монотонність задання кривої намагнічування сталі. Як відмічалося у другому розділі, однією з моделей намагнічування, реалізованих у програмі «COMSOL Multiphysics», є задання напруженості поля від вектору магнітної індукції. Щоб забезпечити плавність, залежність магнітної проникності від норми магнітної індукції була задана як дробово-раціональна позитивна функція:

$$\mathbf{H}(|\mathbf{B}|) = \frac{|\mathbf{B}|}{1 + \mu_{\max} / \left[1 + (|\mathbf{B}| / B_S)^m \right]} \quad (3.11)$$

де $\mu_{\max}$ — початкова відносна магнітна проникність сталі, B_S та m — коефіцієнти з відповідними одиницями вимірювання. Графік залежності напруженості поля від магнітної індукції за формулою (3.11) та похибка апроксимації від даних каталогу наведені на рис. 3.11 для значень $\mu_{\max} = 950$; $B_S = 1,4$; $m = 6,6$. Як зазначалося у

розділі 2, точність апроксимації є критичною при високих інтенсивностях поля внаслідок зменшення магнітної проникності і зростання магнітного опору магнітопроводу, що призводить до зменшення магнітного потоку. Тому навіть невеликі помилки у визначенні магнітної проникності за умов насиченого режиму призводять до суттєвих похибок у розрахунку обертового моменту.

При моделюванні вихрових струмів у феромагнітному провідному середовищі важливо робити сітку густішою в напрямку до поверхні, через яку проникає поле. Це необхідно для точного моделювання поверхневого ефекту (skin effect). Адекватна сітка також сприяє кращій збіжності розв'язку в комплексі «COMSOL Multiphysics». Щоб забезпечити прийнятну точність розрахунку імпедансу змінного магнітного поля (близько 1 %), «глибина проникнення поля» δ повинна охоплювати до трьох елементів сітки першого порядку [91]. У цьому випадку «глибина проникнення поля» для ненасиченого середовища з конструкційної сталі з електропровідністю $\sigma \approx 10^{-7}$ С/м становить:

$$\delta = \sqrt{2 / \mu \sigma \omega} = \sqrt{2 / (950 \mu_0 \cdot 10^7 \cdot 226)} = 0,84 \text{ (мм)} \quad (3.12)$$

Для насиченого середовища дослідження [9], отримане значення слід домножити на $\sqrt{2}$, що дає 1,18 мм.

Враховуючи, що товщина ярма статора становить 8 мм, для досягнення точності близько 1 % необхідно приблизно 30 елементів рівномірної сітки [95]. Але для підвищення точності за умов різкої зміни інтенсивності поля необхідно будувати відповідну сітку, густина якої відповідала б градієнту поля. Чисельні експерименти з ущільненою у напрямку до повітряного проміжку сіткою, що містила 20 елементів вздовж вертикальної координати, дозволили побудувати сітку (рис. 3.12) для забезпечення прийнятної збіжності розв'язку і задовільної апроксимації магнітної індукції в масивному ярмі.

3.1.6 Результати обчислення гальмівного моменту

Як було показано у пункті 3.1.2, чим більша кількість прорізів у ярмі статора, тим менші втрати на вихрові струми мають місце. Однак ширина цих прорізів не може бути меншою за 0,3...0,5 мм з технологічних причин. Тому збільшення

кількості щілин призводить до зменшення магнітного потоку і, як наслідок, до зниження моменту.

Хоча вище на основі моделювання двовимірною полем досліджено магнітопровід статора з п'ятьма прорізами, нижче на основі тривимірною полем було розглянуто три комбінації прорізів

- а) одна прорізь на середньому діаметрі;
- б) дві прорізи, що ділять ярмо статора на три рівні частини;
- с) половина ярма статора, що ближче до осі, поділена на 2 рівні частини, а дальня половина — на 3 рівні частини.

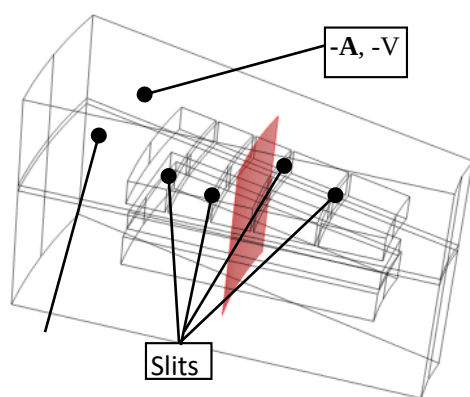


Рис. 3.10 — Область для моделювання втрат на вихрові струми в осерді статора та центральний поперечний переріз магнітопроводу, за умов чотирьох щілин (slits)

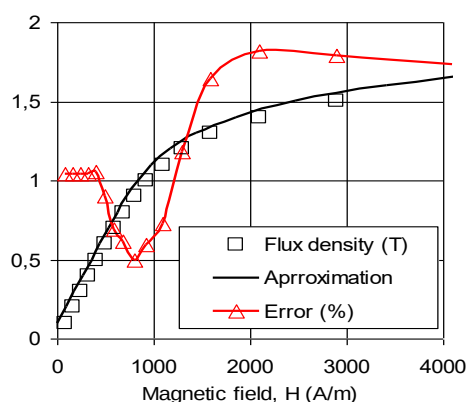


Рис. 3.11 — Магнітна індукція (Flux density) та похибка (Error)

Розташування прорізів для варіанту (с) показано на рис. 3.10. На цьому рисунку також наведено фрагмент сектора циліндричної поверхні, на якій оцінюється магнітне поле. Норма магнітної індукції та лінії потоку наведені для варіанту без прорізів (рис. 3.13а) та з чотирма прорізами (рис. 3.13б) за умов швидкості обертання ротора 30 об/хв.

Як видно, лінії потоку для статора з прорізами менш «деформовані» вихровими струмами в напрямку руху (рис. 3.13б), що вказує на менший вплив вихрових струмів через їх зменшення завдяки прорізам. Розподіл величини магнітної індукції в обох випадках (у статорі) також неявно свідчить про більш рівномірний розподіл магнітного потоку в статорному осерді зі щілинами.

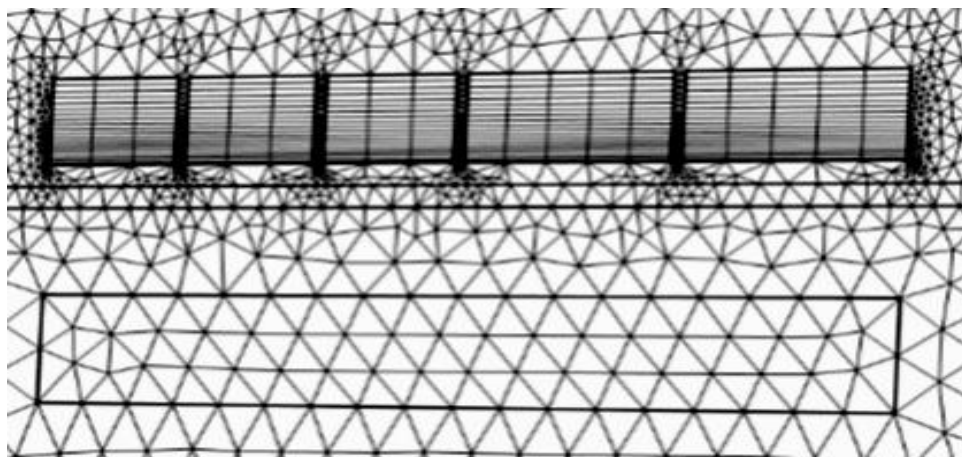


Рис. 3.12 — Нерівномірна сітка у радіальному перетині осердя статора.

Коли статор не має прорізів, він чинить більший опір загальному магнітному потоку, що, як зазначалося вище, призводить до зниження моменту. Як видно з картин магнітного поля на рис. 3.13, максимальна індукція у статорі відрізняється приблизно на $0,14 \dots 0,16$ Т. Найвище значення спостерігається в осерді статора. У випадку статора з прорізами магнітний потік більший, що, відповідно, призводить до більшого моменту. Однак зменшення магнітного потоку в суцільному статорі може використовуватися лише як наближена оцінка зниження моменту, що буде продемонстровано нижче.

На рис. 3.14 наведено графіки відносного моменту у відсотках залежно від швидкості обертання для всіх раніше згаданих наборів прорізів в конструкції статора. Гальмівний момент, визначений за втратами в осерді статора (3.4), віднімається від максимального моменту, визначеного на першому етапі. Лінійність графіків відповідає добре відомому факту, що втрати на вихрові струми пропорційні квадрату частоти.

Точку на графіках, що відповідає нульовій швидкості, свідомо не включено до області визначення графіків, оскільки фізично там має бути присутній гістерезисний момент, який є постійним [43, 53, 65], і який буде введений в математичну модель в підрозділі 3.3.

Згідно з результатами моделювання, можна стверджувати, що суцільне осердя статора призводить до значення втрат $1,2$ (%/об/хв). У статорному осерді з однією прорізю на середньому радіусі втрати моменту вже досягають

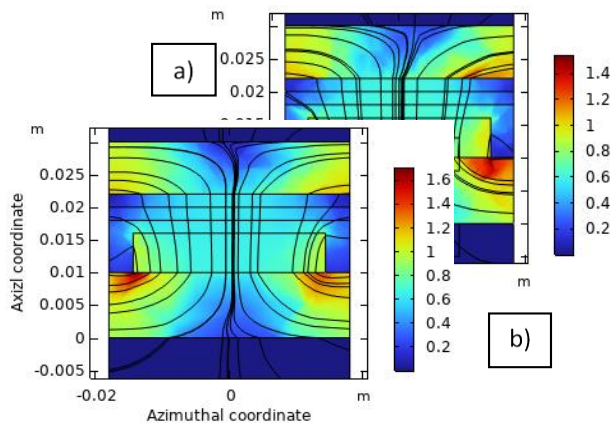


Рис. 3.13 — Норма магнітної індукції (Т); а) без прорізів; б) з ними

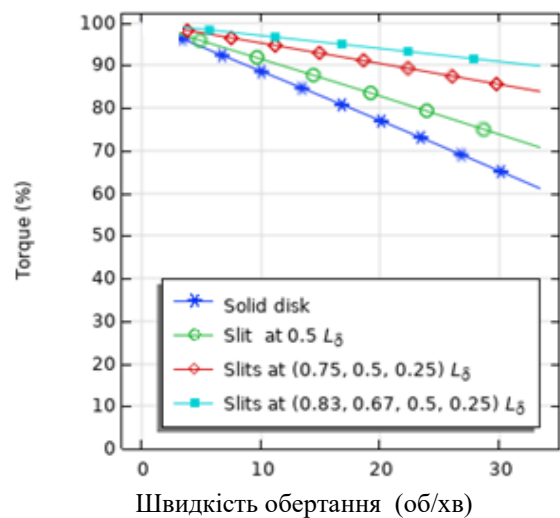


Рис. 3.14 — Обетровий момент (Torque) моментного двигуна з різним набором прорізів в статорі

0,9 (%/об/хв). Три прорізи, рівномірно розташовані по ширині магнітопроводу, дозволяють знизити це значення до 0,5 (%/об/хв), а чотири прорізи, розташовані, як описано вище і показано на рис. 3.10, — до 0,3 (%/об/хв). Іншими словами, впровадження чотирьох прорізів дозволяє зменшити втрати моменту в чотири рази, або за умов швидкості ротора 33 об/хв втрати моменту знижуються з 40 % до 10 % (рис. 3.14), тобто в чотири рази. Повертаючись до результатів моделювання магнітопроводу на основі двовимірного поля, можна відмітити, що отримані при цьому результати для п'яти прорізів дає зменшення втрат обертового моменту в п'ять разів, що добре узгоджується з результатом отриманим в даному пункті.

Величина зменшення моменту, природно, залежить від співвідношення геометричних розмірів, параметрів феромагнетика, напруженості магнітного поля та, особливо, кількості пар полюсів. Проте в сучасних традиційних конструкціях МЕЛД, за рідкісними винятками, завжди використовуються постійні магніти на основі неодиму. Розмір повного повітряного проміжку в безпазових машинах визначається густиною струму (чим більша густина струму, тим меншим стає радіальний розмір обмотки, тобто меншим стає повний повітряний проміжок) та точністю технології виготовлення. Це, у свою чергу, визначає магнітну індукцію в повітряному проміжку, діапазон значень якої є дуже вузьким. Тому, спираючись на теорію подібності електричних машин, можна стверджувати, що відносні значен-

ня зменшення моменту зі зростанням швидкості обертання, отримані в даній роботі, будуть близькими для машин із відповідними відносною шириною диска статорного ярма L_δ/τ та його відносною висотою h_{ys}/τ .

3.2 Циліндричний двигун з масивним осердям статора

3.2.1 Структура машини та математична модель

В якості об'єкту дослідження розглянемо двигун циліндричного типу з радіально намагніченими магнітами, що розташовані на поверхні внутрішнього ротора. Зважаючи на низьку частоту обертання ротора, таке розташування магнітів технологічно обумовлене. Для дослідження зробимо такі припущення, що не впливають на результати розрахунку обертового моменту:

- струм живлення вважається синусоїдальним;
- оскільки частота обертання i , зрештою, частота зміни магнітного поля невелика, а також великий повітряний проміжок (пази та зубці відсутні), втратами в магнітах системи збудження і масивному магнітопроводі ротора нехтується;
- провід обмотки вважається досить тонким і втратами від вихрових струмів в ньому теж нехтується;
- вважається, що двигун живиться від системи керування, яка забезпечує зсув 90 електричних градусів між кутовим напрямком результуючої МРС статора та напрямком поля ротора.

Поперечний переріз активної зони машини, що розробляється в Інституті електродинаміки, наведено на рис. 3.15. Виконання магнітів з круглою поверхнею, що обернена до повітряного проміжку, дозволяє отримати більшу магнітну індукцію, ніж прямокутні магніти, але така конфігурація магнітів збільшує вартість конструкції [2]. Геометричні розміри активної зони та інші дані двигуна наведено в таблиці 3.2. Як відзначалося раніше, в безпазових електричних машинах повітряним проміжком є сума технологічного проміжку та шару обмотки, що в сумі складає 3 мм. Зважаючи на вказані розміри, висоту магніту 5 мм було обрано такою, щоб в ідеальному випадку (нескінчені радіус машини та активна довжина) забезпечити максимальну індукцію 0,7 ... 0,8 Тл.

Таблиця 3.2

Вхідні дані моментного двигуна

Параметр	Значення
Зовнішній діаметр, D_a	88 мм
Осьова довжина, L_a	45 мм
Висота ярма статора, h_{ys}	3,0 мм
Висота шару обмотки, h_{ws}	2,5 мм
Технологічний повітряний проміжок, δ	0,5 мм
Висота магніту, h_{mag}	5,0 мм
Висота ярма ротора, h_{yr}	6,0 мм
Кутовий розмір магніту, α_m	140 електр. град.
Матеріал магніту BMN-42EH/ST	
Залишкова магнітна індукція, B_r	1,3 Тл
Густина струму обмоток	5 А/мм ²
Коефіцієнт заповнення міддю, k_z	0,5
Статичний обертовий момент, M_s	1,8 Н·м

Основним параметром, що підлягає дослідженню відповідно до мети, є паразитний момент від дії вихрових струмів в циліндричному статорі та його вплив на основний момент двигуна. Окрім цього, важливим параметром є число пар полюсів. Від числа пар полюсів при заданій частоті обертання ротора залежить частота живлення обмотки, яка впливає на втрати в магнітопроводі.

Максимальний момент, що може створити двигун за умов заданої густини струму, як і для дискового двигуна, обчислюємо в статичному режимі. Оскільки вихровими струмами в елементах магнітопроводу ротора нехтується, магнітне поле в області ротора та обмотки статора можна вважати магнітостатичним. Для моделювання вихрових струмів статора доцільно розраховувати поле в рухомій системі координат ротора. В цьому випадку можна вважати середовище циліндричної області магнітопроводу статора таким, що обертається відносно осі машини, і застосувати для моделювання поля в цій області інтерфейс *Magnetic fields* програмного комплексу "COMSOL Multiphysics", що враховує рух електропровідного середовища конвективним членом – добутком векторів швидкості середовища на магнітну індукцію $\mathbf{v} \times \mathbf{B}$, який присутній в математичній моделі (2.1) – (2.4). Для розрахункового дослідження обмежимося моделюванням двовимірною поля

у поперечному перерізі двигуна. Двовимірне моделювання не враховує послаблення магнітного поля в торцевих областях ротора, так званий, кінцевий ефект. Таким чином, ми отримаємо значення моменту більше ніж реальне. Але скоригувати отримані результати, а саме основний магнітний потік, який безпосередньо впливає на величину обертового моменту, можна згодом, змодельовавши окремо тривимірне поле у спрощеній постановці задачі.

В комплексі «COMSOL Multiphysics» магнітне поле розраховується відносно незалежної змінної – векторного магнітного потенціалу, що в двовимірній постановці має одну компоненту $\mathbf{A} = (0, 0, A_z)$. Систему рівнянь стаціонарного магнітного поля з урахуванням руху середовища має вигляд:

$$\nabla \times \mathbf{H} = J_z + \sigma(\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (3.13)$$

$$\mathbf{B} = f(\|\mathbf{H}\|) \frac{\mathbf{H}}{\|\mathbf{H}\|} \quad (3.14)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} \quad (3.15)$$

де ∇ - оператор Гамільтона;

$\mathbf{H}$ – вектор напруженості магнітного поля;

J_z – щільність струму обмотки;

σ – електропровідність сталі статора;

$\mathbf{v}$ – вектор швидкості середовища; $\mathbf{B}$ – вектор магнітної індукції;

$f(\|\mathbf{H}\|)$ – нелінійна векторна функція, що відображає криву намагнічування сталі $B=f(H)$.

Система рівнянь (3.13) – (3.15) повторює систему (2.1) – (2.3), за винятком відсутності у першій, похідної по часовій координаті. Через значення кутової швидкості ротора ω_R , можна визначити складові вектору швидкості $\mathbf{v}$ середовища у рівнянні (3.13), які у декартовій системі координат (x, y) будуть мати вигляд:

$$\begin{cases} v_x = -\omega_R y \\ v_y = \omega_R x \end{cases} \quad (3.16)$$

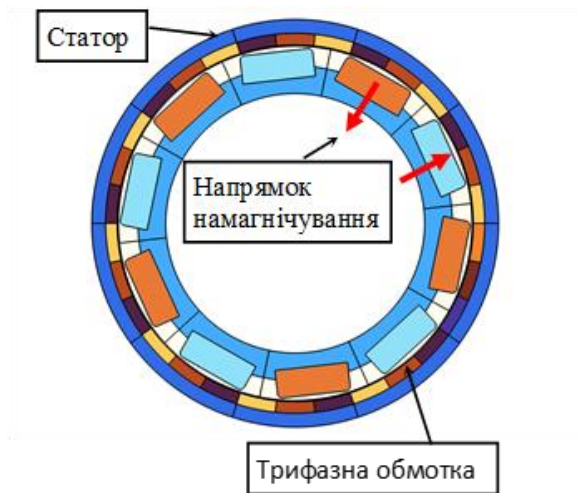


Рис. 3.15 — Поперечний переріз активної зони радіального циліндричного двигуна

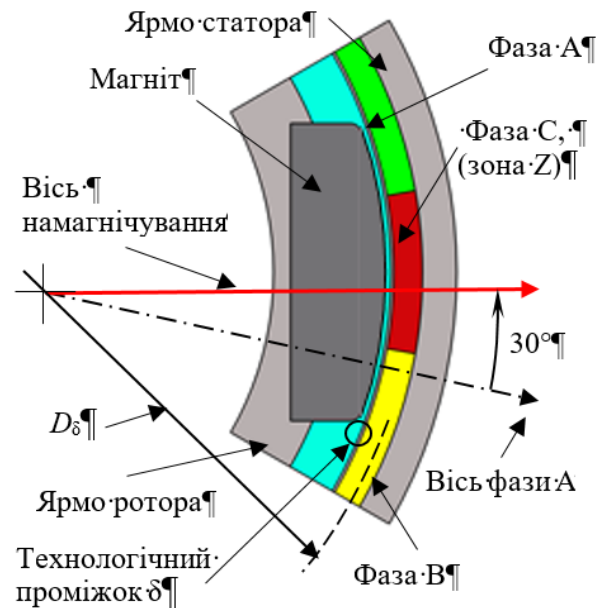


Рис. 3.16 — Поперечний переріз полюсного поділу ($p = 3$, вісь фази А відстає від осі намагнічування на 30 електричних градусів)

Поперечний переріз полюсного поділу шестиполюсного двигуна наведено на рис. 3.15. За зовнішніми поверхнями ротора та статора було розташовано області з повітряним середовищем відповідних розмірів (за статором було розташовано також шар з нескінчених елементів [91]), які на рисунку не показані. Для визначення максимального моменту будемо вважати ротор зупиненим. Трифазна систему струмів, що формується системою керування і живить обмотку статора має в складі початкові фази ψ_I, ψ_{I0} :

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin(p\omega_R t + \psi_{I0} + \psi_I) \\ i_B &= I_m \sin(p\omega_R t + \psi_{I0} + \psi_I - 2/3\pi) \\ i_C &= I_m \sin(p\omega_R t + \psi_{I0} + \psi_I - 4/3\pi) \end{aligned} \quad (3.17)$$

де p — число пар полюсів.

У прикладі розташування фаз обмотки, зображеного на рис. 3.16, початкова фаза ψ_{I0} повинна складати 30 електричних градусів для забезпечення випередження вектором МРС вектору намагнічування ротора на 90 електричних градусів.

Обчислення втрат в масивному електропровідному середовищі неможливе без урахування нелінійності його характеристики намагнічування. Для апроксимації цієї характеристики використовувалася монотонна аналітична дробово-раціональна функція, що апроксимує відповідну залежність відносної магнітної проникності μ від магнітної індукції у вигляді (2.8). Як зазначено у пункті 3.1.6, для конструкційної сталі значення $\mu_{\max}$, B_s та m , що становлять відповідно 950; 1,44 та 6,6, забезпечують похибку апроксимації не більше 2% в діапазоні 1,5 ... 1,8 Тл (рис. 3.11), де вплив насичення на розподіл магнітного поля та вихрових струмів найбільш значний.

З приводу використання формули апроксимації магнітного стану феромагнітного середовища у вигляді залежностей $H(B)$ або $\mu(B)$, яким в роботі відповідають відповідно вирази (3.12) та (2.8). Обидва варіанти представлення присутні у комплексі «COMSOL Multiphysics» і дають близькі результати. Використання їх викликано тим, що в деяких випадках розв'язок нелінійної задачі не збігається, але зміна форми представлення характеристики намагнічування іноді поліпшує збіжність ітераційного процесу, що може бути обумовлено внутрішньою структурою розв'язувача.

3.2.2 Обчислення статичного та динамічного моменту

Обчислення моменту для статичного положення ротора обчислювалося за тензором поверхневого натягу Максвелла (вирази (3.5), (3.6)) за алгоритмом, що входить до інтерфейсу «*Magnetic Fields*»[95]. Як пробні поверхні обиралися частини поверхонь магніту та магнітопроводу ротора, що є прилеглими до повітряного проміжку. Слід зазначити, що обчислення моменту можна виконувати і за поверхнею елементів статора, що прилегли до повітряного проміжку.

Залежність моменту від фази ψ_l наведено на рис. 3.17. З графіків витікає, що оптимальною кількістю пар полюсів є 6. Числам пар полюсів 5 та 7 відповідають однакові значення максимального моменту, а з чисел 4 та 8 кращим є останнє. До того ж, з літератури відомо, що зі зростанням кількості полюсів зростає відношення активної довжини машини до полюсного поділу, що зменшує вплив кінце-

вого ефекту [12], але, відмітимо, що вплив цього ефекту двовимірній моделі слід враховувати наближеними методами.

Обертовий момент в режимі руху обчислювався за активними втратами в сталі статора. Для цього питомі втрати від вихрових струмів p_{Loss} інтегрувались по перерізу ярма статора Ω_S за умов фіксованої частоти обертання. Тоді обертовий момент визначиться шляхом ділення втрат на кутову частоту обертання ротора:

$$M_{\text{Loss}} = \frac{1}{\omega_R} \int_{\Omega_S} p_{\text{Loss}} d\Omega \quad (3.18)$$

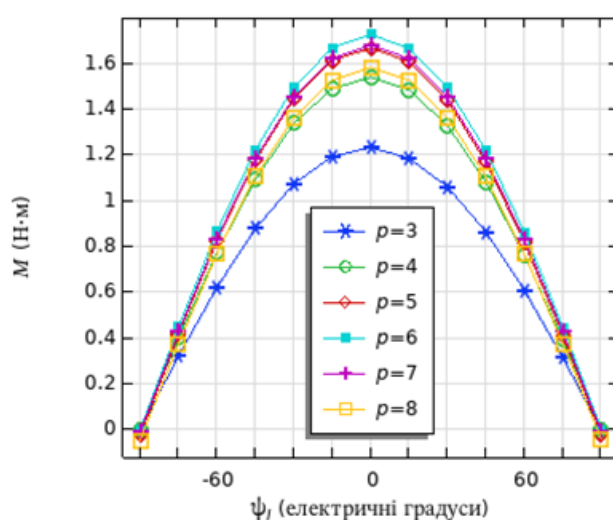


Рис. 3.17 — Обертовий момент в залежності від фази струму живлення

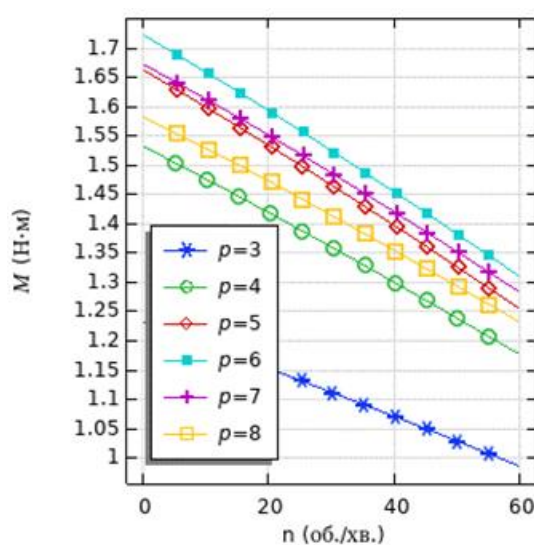


Рис. 3.18 — Обертовий момент в залежності від швидкості обертання

Результуючий обертовий момент в рухомому режимі обчислювався як різниця між максимальним моментом та моментом від втрат на вихрові струми (6). Графіки залежності результуючого моменту від швидкості обертання n (механічних характеристик) наведено на рис. 3.18. Лінійний характер графіків моменту відображає той факт, що втрати на вихрові струми квадратично залежать від частоти зміни поля. Але, треба внести зауваження, що ці графіки є «майже лінійними», оскільки в математичній моделі присутня нелінійна залежність – характеристика намагнічування. Майже прямолінійний характер механічної характеристик викликаний великим повітряним проміжком на шляху магнітного потоку.

З вигляду графіків витікає висновок, що оптимальність полюсності машини, визначена за статичним моментом (рис. 3) зберігається і в режимі руху. Також існує незначна тенденція більш повільної втрати обертового моменту зі зростанням швидкості у багатополюсних ($p = 7, p = 8$) виконаннях машини. Таким чином, відносне зменшення обертового моменту двигуна за рахунок втрат в масивному ярмі статора для полюсності машини $p = 5 - 8$ та частоти обертання 60 об./хв. складає приблизно $1,25/1,65 \approx 0,75$.

3.2.3 Оцінка похибок двовимірного моделювання

Для оцінки похибки двовимірного моделювання було виконано розрахунок максимального статичного моменту з урахуванням впливу скінченої довжини ротора. З огляду на симетрію машини, моделювання виконувалося для області, що відображає два полюсні поділи від половини в осьовому напрямку активної зони машини з обмоткою однієї фази статора (рис. 3.19). Заміна трифазної обмотки на однофазну викликано складністю моделювання геометрії перехрещених лобових частин, а з другого боку тим, що нам тільки потрібно дізнатися наскільки реальне поле спотворюється біля краю магнітопроводу. При цьому струм в обмотці підвищувався у 1,5 рази, що моделювало максимальне значення МРС трифазної обмотки і відповідне насичення сталі. Обмотку було розташовано таким чином, щоб її поле було ортогональним полю магнітів (вісь обмотки спрямована вздовж лінії симетрії між магнітами, рис. 3.19), що відповідає умові отримання максимального моменту.

Оскільки насичення магнітопроводу враховано підвищеною МРС, а середовища в інших підобластях розрахункової моделі мають постійну магнітну проникність (повітря, магніти, мідь), можна стверджувати, що моменти від сумісної дії трьох фаз будуть близькі до дії однієї фази з підвищеним струмом. Вищезазначене відноситься до статичного режиму. В динамічному режимі у порівнянні з двовимірним моделюванням з'являється похибка, викликана впливом вихрових струмів в статорі. Тривимірне змінне магнітне поле не моделювалось. Але можна довести, що використовуючи розв'язок двовимірного моделювання ми отримуємо верхню

оцінку похибки. Шлях вихрових струмів в ярмі статора схематично показано на рис. 3.19. Зауважимо, що МРС неодимових магнітів набагато – у 20 і більше разів – перевищує МРС обмотки [4], і тому вихровими струмами від поля обмотки можна знехтувати. Коефіцієнт збільшення опору на шляху вихрових струмів можна оцінити приблизно як $(1 + \tau/L_a)$ [13], де τ – полюсний поділ. Збільшення опору тягне за собою зменшення втрат від вихрових струмів та, як наслідок, зменшення паразитного обертового моменту.

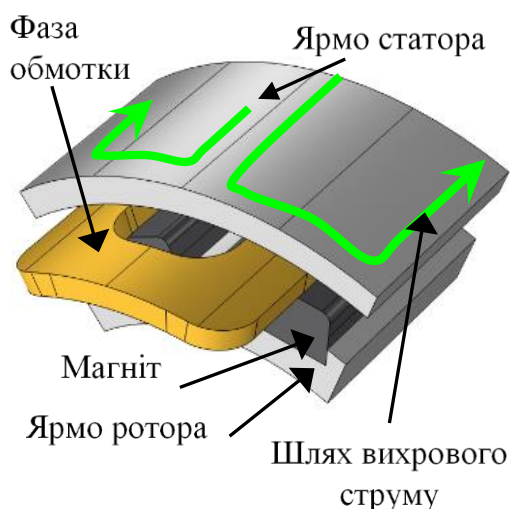


Рис. 3.19. До моделювання впливу скінченної довжини

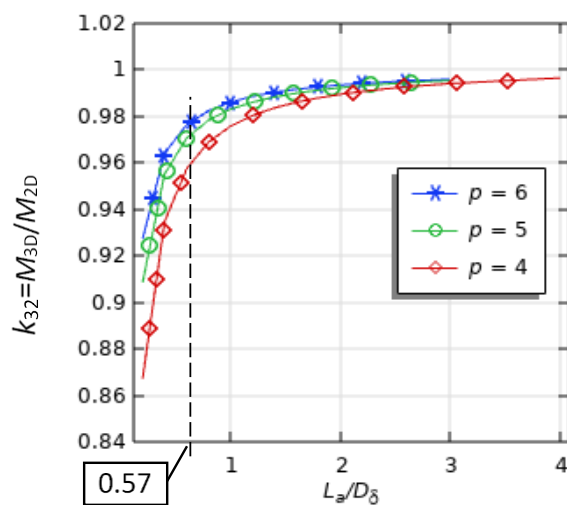


Рис. 3.20. Вплив скінченної довжини магнітопроводу

Результати розрахунку поправочного коефіцієнта зменшення максимального моменту $k_{32}=M_{3D}/M_{2D}$, визначеного за двовимірним розв'язком в залежності від відносної довжини машини L_a/D_δ наведено на рис. 3.20. Зазначимо, що діаметр D_δ є середнім діаметром по повітряному проміжку, який включає товщину повітряного проміжку, що відділяє ротор від статора, та шар обмотки (рис. 3.16). Графічні матеріали дають змогу чисельно оцінити похибку визначення обертового моменту безпазового МЕЛД з масивним ярмом статора заданої геометрії. Так, відносна довжина машини з геометричними даними (див. табл. 3.2) складає $L_a/D_\delta = 45/79 \approx 0,57$. Значення цього відношення дає змогу оцінити похибки двовимірного моделювання (рис. 3.20). Таким чином, можна зробити висновок, що для дванадцятиполюсної машини коефіцієнт зниження моменту k_{32} за рахунок скінченної до-

вжини у порівнянні з результатами двовимірної моделювання складає не менше 0,98, що цілком припустимо для практики.

3.2.4 Вимірювання втрат в масивному осерді

Дослідження обертового моменту здійснювалося методом тарованої машини. За результатами вимірювання електричних втрат у приводній системі за наявності масивного статора та його відсутності обчислювалася різниця цих втрат. За величиною цієї різниці обчислювався паразитний момент M_{Loss} , що вносить масивний статор:

$$M_{\text{Loss}} = \frac{P - P_{\text{Drive}}}{\omega_R} \quad (3.19)$$

де P – виміряна електрична потужність, що споживає привід, P_{Drive} – виміряна потужність, що споживає привід за умов відсутності досліджуваного статора, ω_R – кутова частота обертання ротора. Розміри поперечного перерізу установки наведені на рис. 3.21.

Втрати в феромагнітному середовищі складаються з втрат від вихрових струмів та гістерезису. У більшості розрахункових методик ці явища розглядаються окремо. Тобто окремо розраховуються втрати від вихрових струмів в безгістерезисному середовищі та окремо втрати від гістерезису. Такий підхід прийнято і в даній роботі.

Змінне чи рухоме магнітне поле в електропровідному матеріалі завжди викликає поверхневий ефект. Глибина проникнення змінного магнітного поля у такий матеріал δ залежить від магнітної проникності μ , електропровідності σ та кутової частоти зміни поля ω і за умов ненасиченого режиму намагнічування визначається за формулою

$$\delta = \sqrt{2 / \mu \sigma \omega} \quad (3.20)$$

Для сталі з відносною магнітною проникністю близько 1000 за умов швидкості обертання 120 об./хв. ця величина складає 4,5 мм, що співпадає з товщиною досліджуваного статора. Але навіть за умов такої глибини проникнення вихрові струми розподіляються нерівномірно, що викликає необхідність враховувати не-

лінійність характеристики намагнічування сталі для точного розрахунку інтегральних втрат. Для апроксимації характеристики намагнічування сталі за табличними даними [14] було використано дробово-раціональну функцію у вигляді (3.12), що відображає нелінійну залежність напруженості магнітного поля H від вектора магнітної індукції B . Значення коефіцієнтів в (3.12) наведено в таблиці 3.3, де також наведені фізичні характеристики магніту ротора та сталі статора.

Таблиця 3.3

Дані матеріалів моделі

<i>Матеріал магніту ротора N33H</i>	
Число пар полюсів	1
Залишкова індукція B_r	1,16 Тл
Відносна магнітна проникність	1,05
<i>Матеріал статора (сталь 20)</i>	
Питомий опір (20° C)[15]	0,16 10^{-6} Ом·м
<i>Коефіцієнти апроксимації у формулі</i>	
Індукція у «точці перегинання» B_{05}	1,4 Тл
Максимальна магнітна проникність $\mu_{\max}$	1200
Коефіцієнт t	6,9

Ще раз підкреслимо, що апроксимуюча функція (3.12) є монотонною та гладкою для будь-якого значення магнітної індукції, що дуже важливо для збіжності ітераційного процесу під час моделювання магнітного поля. Тим більше, що для геометрії експериментального зразка поле є суттєво тривимірним завдяки невеликій довжині відносно діаметра, а також внаслідок неоднакової довжини магніту та досліджуваного макета статора. Табличні дані характеристики намагнічування сталі та апроксимуюча функція наведені на графіку (рис. 3.22).

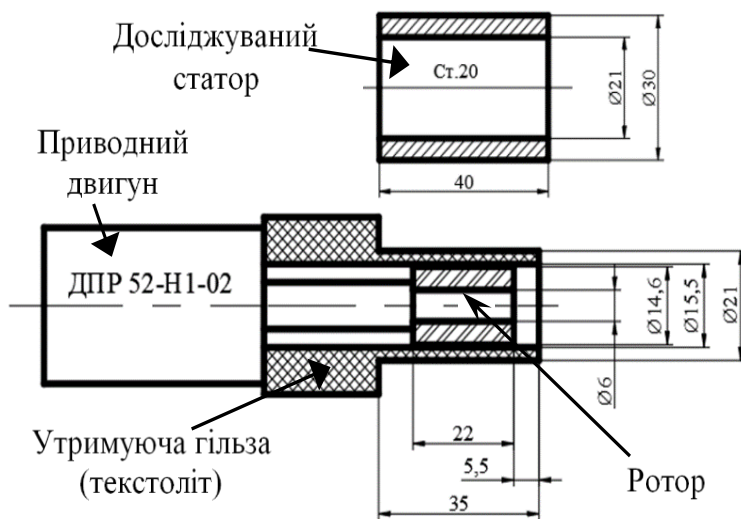


Рис. 3.21 — Розміри досліджуваної моделі

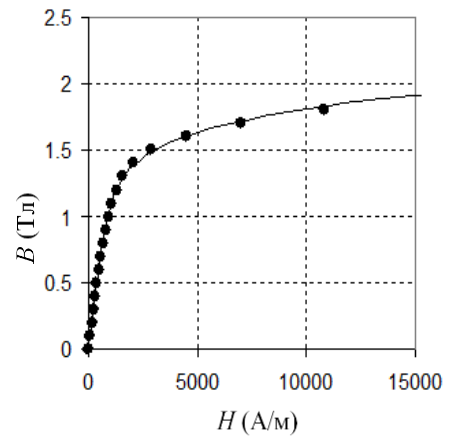


Рис. 3.22 — Дані кривої намагнічування (точки) та її апроксимація

Для розрахунку, вочевидь, треба моделювати рухоме поле магніту ротора. Але у відповідності до принципу відносності не має значення: рухається ротор відносно статора, чи навпаки. Тобто можна моделювати обертання статора у полі магніту. Оскільки метою роботи є дослідження моменту за умов постійної швидкості обертання, задача зводиться до розрахунку втрат від вихрових струмів, викликаних рухом електропровідного середовища в магнітному полі. Така постановка тривимірної граничної задачі реалізована в інтерфейсі "Magnetic and Electric Field" програмного середовища "COMSOL Multiphysics" для моделювання стаціонарного електромагнітного поля в тому числі з рухомим електропровідним середовищем шляхом введення в рівняння ЕРС руху $\mathbf{E}_v$:

$$\mathbf{E}_v = \mathbf{v} \times \mathbf{B} \quad (3.21)$$

де $\mathbf{v}$ – вектор локальної швидкості середовища. За умов обертального руху відносно осі z треба визначити тільки дві складових v_x , v_y швидкості середовища за формулами:

$$\begin{cases} v_x = -\omega_R r \sin \varphi \\ v_y = \omega_R r \cos \varphi \end{cases} \quad (3.22)$$

де r – радіус точки в циліндричній системі координат, φ – її просторова кутова координата. Для задач, в яких присутній поверхневий ефект, важливо, щоб сітка ма-

ла згущення у відповідних ділянках розрахункової області (навіть якщо алгоритм розв'язання є адаптивним). До того ж, у підобластях простої конфігурації рекомендовано використовувати регулярну чотирикутну сітку [91, 95]. Сітку для даної задачі з урахуванням вищезгаданих рекомендацій та урахуванням симетрії моделі наведено на рис. 3.23 за винятком "повітряних" підобластей. На зовнішній поверхні оточуючого повітряного середовища було розташовано шар, заповнений нескінченими елементами [91], що точніше відображає нескінченне розповсюдження магнітного поля. Розрахунки проводилися для кількох варіантів сітки. Випробувалась сітка з елементами першого та другого порядку. Мінялась загальна густина сітки, а також її густина в області статора та прилеглого до статора внутрішнього повітряного проміжку.

3.2.5 Адекватність та спрощення математичної моделі

Першим (підготовчим) етапом моделювання була перевірка достовірності розрахунку магнітного поля в статичному режимі при відсутності статора для заданого матеріалу постійного магніту. За допомогою тесламетра було зроблено 20 замірів радіальної компоненти магнітної індукції $B_{\max}$ на осі поля магніту (де вона має максимальне значення). Результати відповідного розрахунку для двох сіток різної щільності наведено на рис. 3.24. За результатами замірів максимальне зна-

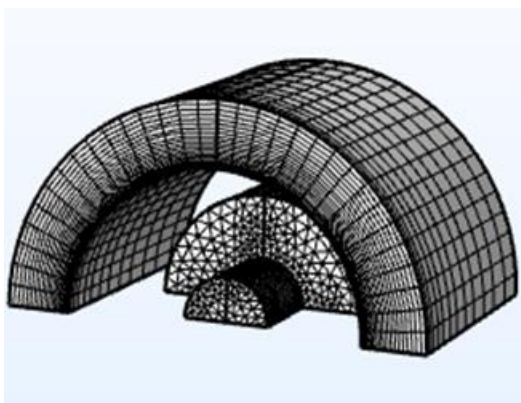


Рис. 3.23 — Сітка в роторі і статорі (поліпшений варіант)

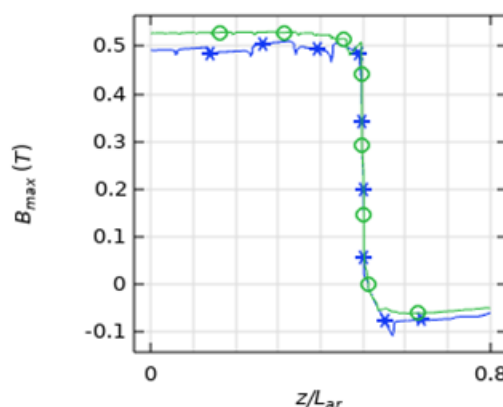


Рис. 3.24 — Максимальне радіальне значення магнітної індукції на поверхні ротора (статор відсутній). Розрахунок для двох сіток різної густини

чення радіальної індукції лежить в межах 0,49 ... 0,51 Тл, що свідчить про прийнятний збіг даних (похибку також має ручна фіксація щупа тесламетра на поверхні магніту).

З причин симетрії моделювалась четверта частина об'єму моделі. На рис. 3.25 наведено поле норми магнітної індукції в поперечному та осьовому перетині моделі за умов швидкості обертання 1000 об./хв. (поле магніту спрямовано вздовж вертикальної осі). Як свідчить напрямок силових ліній, поле в області торця магніту, збуджуючого поле, суттєво відрізняється від поля в центральному перетині. З приводу цього, до використання двовимірних моделей треба відноситись критично, обов'язково враховуючи величину відносної довжини машини.

На другому етапі розраховувалася потужність втрат в магнітопроводі, встановленому на гільзі експериментальної установки (рис. 3.21). Розрахунки проводились для кількох варіантів сітки. Для визначення втрат від вихрових струмів P_{ec} локальні втрати, що в інтерфейсі *Magnetic and Electric Field* позначені Q_{rh} , інтегрувались за об'ємом статора V_s

$$P_{ec} = 4 \int_{V_s} Q_{rh} dV \quad (3.23)$$

Коефіцієнт 4 у виразі (3.24) введено для урахування симетрії, оскільки розглядається четверта частина симетричної області.

3.2.6 Врахування втрат від гістерезису

Окрім втрат на вихрові струми у феромагнітному матеріалі завжди присутні втрати на гістерезис. Докладно ці втрати для магнітопроводів трансформаторів досліджено в роботах Зірки С.Є., Мороза Ю.І. [93]. Зокрема, статичний режим перемагнічування досліджено в роботі [92]. Але моделі для поля в трансформаторах не підходять до аналізу втрат в магнітопроводах електричних машин, тим більше у масивному статорі де поле має обертальний характер.

В «арсеналі» пакета "COMSOL Multiphysics" присутня модель Jiles-Atherton нелінійного векторного гістерезису, але для конструкційної сталі важко знайти достовірні значення п'яти коефіцієнтів, що потребує ця модель. До того ж для на-

ближеного обчислення втрат на гістерезис P_h часто використовується формула Штейнметца, що має, як вважається, придатну для інженерних потреб точність [8]

$$P_h = \eta B_{\max}^{1,6} \quad (3.24)$$

де η – коефіцієнт, який залежить від властивостей сталі.

Для заліза різної чистоти та термічної обробки у монографії [8] надано досить широкий діапазон цього коефіцієнта, а саме 0,001 ... 0,003. Для трансформаторних сталей з високим вмістом кремнію (до 4%) діапазон цього коефіцієнта складає 0,0007 ... 0,0010. Вміст кремнію в сталі 20 складає 0,17...0,37% [48] і значення цього коефіцієнта слід очікувати у вищезгаданому діапазоні. Для вуглецевої сталі в залежності від термообробки діапазон η складає 0,008 ... 0,025 [8]. Сталь 20 є низьковуглецевою з вмістом вуглецю 0,17...0,25% [48]. Тому для оцінки втрат на гістерезис за формулою можна передбачати значення коефіцієнту η в діапазоні 0,0015 .. 0,002. Результати розрахунку складових і сумарних втрат в статорі (втрати від вихрових струмів, втрати від гістерезису, калібрувальні криві, що дозволяють оцінити долю додаткових втрат, які пропорційні степені 1,5 частоти), а також дані їх вимірювання залежно від швидкості обертання наведено на рис. 3.26 за умови значення коефіцієнта $\eta = 0,0015$ і узгодження розмірності відповідних величин (формулу Штейнметца у [8] наведено у системі одиниць СГС). Слід зазначити, що візуальна лінійність залежності втрат на гістерезис від частоти (швидкості обертання) – це відомий факт [1]. Але отримана залежність – це інтегральна характеристика. А внаслідок поверхневого ефекту і перерозподілу поля з ростом швидкості обертання в різних шарах така лінійність може не спостерігати-

$$P = P_{ec} + P_h, \quad (3.25)$$

ся. Також треба відзначити, що поєднання квадратичної залежності втрат на вихрові струми та майже лінійної залежності втрат на гістерезис дає кривизну сумарної залежності, яка задовільно повторює експериментальну і, таким чином відображає розподіл втрат різної природи у феромагнітному середовищі.

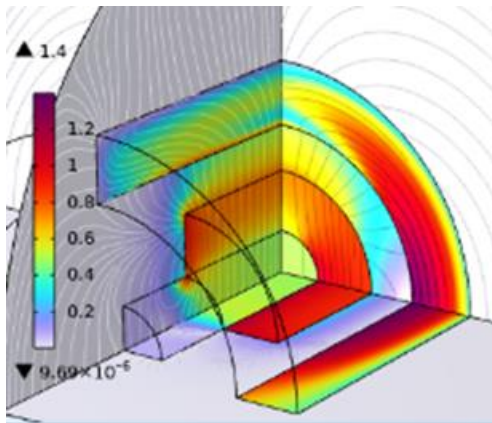


Рис. 3.25 — Поле норми та напрямку вектору магнітної індукції в поперечному та осьовому перерізі

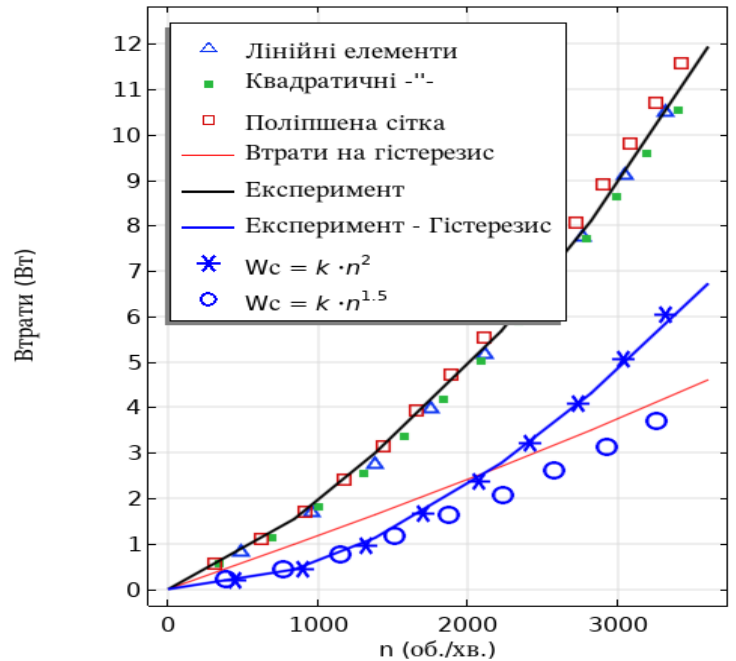


Рис. 3.26 — Залежність сумарних втрат, втрат від вихрових струмів, втрат від гістерезису та калібрувальних кривих від швидкості обертання

Важливо також відзначити, що застосування двовимірної моделі магнітного поля дало значення втрат на вихрові струми на 15–25 % більше ніж за тривимірною моделлю. Тому для розрахунку магнітних втрат і врешті обертового моменту для машин з відношенням довжини магнітопроводу l_δ до внутрішнього діаметра статора D_s (відносна довжина машини) близько двох (рис. 3.21) принципово використовувати тривимірну модель поля.

3.2.7 Розрахунок обертового моменту експериментальної моделі

Після отримання задовільних результатів за результатами експерименту *на третьому етапі* відповідно до мети роботи оцінено вплив втрат у масивному статорі безпосередньо на обертовий момент двигуна. Для цього, як і у прикладах з аксіальним та радіальним двигунами, було достатньо в статичному стані обчислити максимальний момент M_{max} , коли вектор МРС обмотки спрямований перпендикулярно до поля магніту і потім обчислити різницю між отриманою величиною та паразитним моментом, викликаним втратами в феромагнітному масиві статора.

Оскільки, обмотка відсутня у експериментальній моделі та апіорі жодних припущень про схему обмотки не було зроблено, будемо вважати що в повітряному проміжку розташовано обмотку з синусоїдальним розподілом МРС, тобто відповідним розподілом еквівалентної густини струму.

Впливом лобових частин знехтуємо, оскільки лобові частини еквівалентної двополусної обмотки, як витікає з розмірів на ескізі (рис. 3.21), виходили б за межі поля магніту ротора. Тоді при розрахунках можна обмежитись двовимірною моделлю поля де густина струму має одну просторову складову J_z :

$$J_z = J_m \cos \varphi \quad (3.26)$$

де J_m – амплітудне значення густини струму, φ – кутова координата.

Приймемо розмір технологічного повітряного проміжку між статором та ротором 0,5 мм, що характерно для конструкцій безпазових машин [5, 46]. Приймемо також діюче значення густини струму 8 А/мм², що близько до максимально припустимого за умовами теплового режиму обмотки без примусового охолодження. На рис. 3.27 наведено розподіл щільності струму (інтенсивність кольору) в області обмотки, а також силові лінії результуючого магнітного потоку за умов зупиненого ротора та кута зсуву 90° між вектором МРС обмотки (він спрямований вздовж вертикальної осі) та напрямком намагніченості магніту ротора (на рис. 3.27 поле магніту спрямоване вздовж горизонтальної осі). Саме так досягається максимальне значення обертового моменту $M_{\max}$. Незначне відхилення силових ліній в області ротора від горизонтального напрямку відображає факт, що поле якорної обмотки дуже незначно впливає на поле висококоерцитивного магніту і, врешті, на результуюче поле [5, 46]. Результуючий обертовий момент через сумарні втрати P визначався за формулою:

$$M = M_{\max} - \frac{P}{\omega_R} \quad (3.27)$$

Отримані залежності результуючого моменту від швидкості обертання ротора n наведено на рис. 3.28. Оскільки сумарні питомі втрати від гістерезису та вихрових струмів p часто приблизно описуються виразом [8]

$$p = p_h \frac{f}{50} B_m^{1,6} + p_{ec} \frac{f^2}{50} B_m^2 \quad (3.28)$$

де p_h, p_{ec} – питомі втрати на гістерезис та вихрові струми відповідно;

f – частота поля;

B_m – амплітуда магнітної індукції. Будучи поділений на частоту вираз (3.28) перетворюється на лінійну залежність. Цей факт пояснює характер графіків обертового моменту на рис. 3.28, що близький до лінійного. Але, як вже підкреслювалось у пункті 3.2.2, ці графіки не є строго лінійні в наслідок нелінійної характеристики намагнічування сталі і присутності в ній поверхневого ефекту.

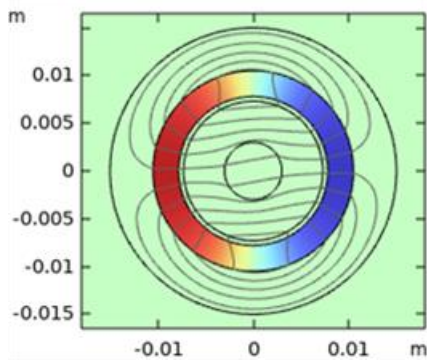


Рис. 3.27 — Поле густини струму обмотки (колір) та ізолінії результуючого магнітного потоку (для обчислення максимального моменту)

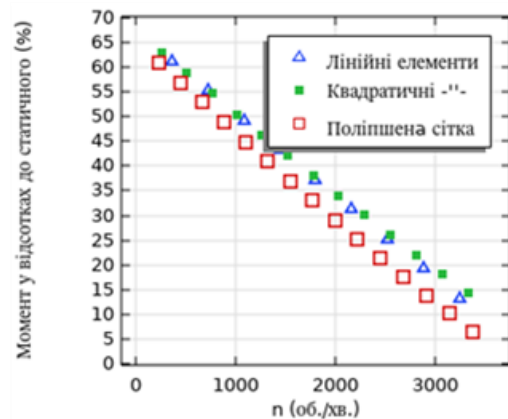


Рис. 3.28 — Обертовий момент безпазового двигуна з масивним осердям статора (обчислення з сітками різної щільності)

Висновок за розділом 3

Позитивні якості безпазових магнітоелектричних моментних мікродвигунів як циліндричної, так і аксіальної конструкції, з масивним осердям статора проявляються в умовах потреб у низькій собівартості конструкції та швидкій підготовці серійного виробництва.

Негативною властивістю масивного осердя є значні втрати, зумовлені вихровими струмами. В результаті момент майже лінійно зменшується зі зростанням швидкості обертання і, відповідно, зменшується і ККД.

Прорізи, виконані в масивному магнітопроводі в напрямі, що співпадає з напрямом руху ротора, дозволяють зменшити вплив вихрових струмів на втрати і

певною мірою нівелювати вплив цих втрат на обертовий момент. Фізичні процеси в цьому випадку співпадають з процесами, на яких базується застосування шихтованих магнітопроводів.

В двигуні аксіальної конструкції виконання чотирьох прорізів за умов заданої швидкості обертання дозволяє зменшити допустимі втрати моменту приблизно у 4 рази. В двигунах цієї конструкції оптимальним рішенням є таке, коли відстань між прорізами зменшується в напрямку зростання радіусу, оскільки у дисковому магнітопроводі шари з більшим радіусом мають більший обертовий момент і втрати в них сприяють гальмуванню ротора. Для аксіальної конструкції застосування двовимірного моделювання з використанням коефіцієнтів корекції активного опору матеріалу магнітопроводу внаслідок скінченної активної довжини є дієвим методом визначення наближеного значення моменту. Метод полягає у визначенні моменту як середнього між результатами для нульового і максимального значень цього коефіцієнта корекції.

Для моментного двигуна циліндричного типу виконано пошук оптимальної кількості полюсів. Максимальний статичний момент для двигуна такого типу з відношенням активної довжини до середнього діаметра сумарного повітряного проміжку не менше 0,6 досягається за умов 6...8 пар полюсів. До швидкості обертання 60 обертів на хвилину обертовий момент спадає лінійно від свого максимального значення і для вказаної швидкості обертання за умов оптимальної кількості пар полюсів (6...8) становить близько 75% від свого максимального значення. На основі тривимірного аналізу магнітного поля показано, що оцінки моменту, зроблені на основі двовимірного польового аналізу, мають похибку, що не перевищує 2%.

Експериментальну перевірку розробленої математичної моделі втрат в масивному магнітопроводі статора виконано на фізичній моделі. Розроблена методика розрахунку втрат від вихрових струмів на основі моделювання тривимірного магнітного поля і втрат від гістерезису за допомогою формули Штейнметца у вказаних типах двигунів дає задовільне співпадіння з експериментом і може бути рекомендована для досліджень механічних характеристик подіб-

них мікродвигунів інших геометричних розмірів за умов достатніх даних про питомі втрати на гістерезис. Важливим моментом в даній методиці є застосування тривимірної моделі електромагнітного поля для відносно коротких машин радіального виконання, у яких відносна довжина (відношення полюсного поділу до активної довжини) близько двох та менше.

Розроблено нову математичну модель у середовищі «COMSOL Multiphysics» для визначення електромагнітного моменту за результатами розрахунку втрат в масивному ярмі на основі розв'язання польової задачі. Отримані залежності дозволяють з високим ступенем ймовірності оцінити зниження обертового моменту, обумовленого цими втратами. Так, за умов швидкості обертання 1000 об./хв. зниження обертового моменту за рахунок втрат від гістерезису та вихрових струмів становить приблизно 50%, що обмежує сферу застосування таких двигунів низькообертовими пристроями, а саме, моментними приводами.

РОЗДІЛ 4

ПОКАЗНИКИ БЕЗПАЗОВОЇ ТА ПАЗОВОЇ КОНСТРУКЦІЙ ЦИЛІНДРИЧНИХ ДВИГУНІВ ОБЕРНЕНОГО ВИКОНАННЯ

4.1 Критерії порівняння та конструкція

4.1.1 Критерії порівняння

Важливим фактором, що обмежує продуктивність двигунів з постійними магнітами, є нагрівання постійних магнітів, яке в основному спричинене вихровими струмами, що виникають внаслідок пульсацій магнітного поля в повітряному проміжку. У конструкціях з зубчастим магнітопроводом статора на ці пульсації значно впливає геометрія пазів статора, в першу чергу, ширина розкриття пазу. Навпаки, пульсації в безпазових двигунах виникають виключно через просторові гармоніки обмотки статора. Незалежно від джерела, ці пульсації магнітного поля індукують вихрові струми в магнітах, що призводить до нагрівання та зниження ефективності.

Якщо всі інші параметри двигуна близькі, крутний момент, пульсації крутного моменту та нагрівання магнітів визначають, яка конструкція є кращою: з пазами або безпазова. Незважаючи на існування комплексних порівняльних сучасних досліджень обох конструкцій двигунів [31, 50], результати, представлені в цих роботах, не можуть бути безпосередньо застосовані до порівняння продуктивності конкретних МЕЛД. Тому конструкція, що проектується, з визначеними вихідними параметрами та бажаними масогабаритними показниками вимагає більш глибокого дослідження відповідних процесів.

Цей підрозділ присвячений попередньому порівняльному дослідженню крутного моменту та нагрівання магнітів в безпазовому двигуні, що розробляється, і який має ті ж основні розміри, що й комерційно доступний двигун із зовнішнім ротором, поверхневою установкою магнітів, та зубчастим магнітопроводом статора [70]. Експлуатаційні вимоги, окрім вимог тривалого режиму, включають здатність двигуна працювати протягом короткого часу (близько 60 с) з густиною

струму 20 А/мм^2 . Особливістю розроблюваного безпазового двигуна є його обертове внутрішнє «статорне» ярмо. Така конструкція вимагає, щоб обмотка статора була виконана у вигляді складної циліндричної конструкції (гільзоподібної форми), відокремленої від ярма повітряним проміжком — так само, як вона відокремлена від ротора (фото аналогічної конструкції наведено на рис. 1.10, 1.11. Обмотки такої конструкції виготовляються методом компаундування. Хоча таке рішення додає складності конструкції обмотки, це значно спрощує конструкцію як осердя статора, так і осердя ротора, які можуть бути виготовлені як цілісні деталі за допомогою звичайної технології токарної обробки. Водночас відсутність відносного руху магнітного поля і масивного металу в ярмі статора, що обертається, усуває втрати від вихрових струмів, що сприяє підвищенню коефіцієнта корисної дії та потенційному зниженню загальних виробничих витрат. Значний досвід розробки таких конструкцій двигунів існує в Інституті електродинаміки НАН України [5]. Слід зазначити, що представлена на рис. 1.11 конструкція має магніти, встановлені на внутрішньому ярмі, тоді як розроблюваний двигун проектується з магнітами, розміщеними на зовнішньому магнітопроводі.

4.1.2 Конструкції порівнюваних двигунів

Поперечні перерізи двох досліджуваних конструкцій наведено на рис. 4.1, де відповідні елементи виділено однаковими кольорами. Верхній індекс «+» позначає струм, що виходить із площини креслення, тоді як «-» вказує на струм, спрямований у площину креслення. Обидві конструкції мають зовнішній діаметр статора 40 мм і довжину пакета магнітопровод 20 мм. Двигуни такого розміру зазвичай виготовляють із 14 полюсами ротора [98]. Основні розміри порівнюваних конструкцій — а саме діаметр ротора, активна довжина (довжина пакета) та повітряний зазор — вважаються однаковими. Важливо нагадати, що відповідно до класичної теорії електричних машин повітряний проміжок у безпазовій машині дорівнює розрахунковому повітряному зазору плюс висота обмотки. Площі поперечних перерізів обмоток також є однаковими, отже величина лінійного навантаження обмотки A в обох випадках співпадає. Розрахункова область навколо зов-

нішнього ротора оточена шаром з параметрами повітря для моделювання замикання зовнішнього магнітного потоку розсіювання (рис. 4.1).

Моделювання магнітного поля було проведено у середовищі програмного комплексу «COMSOL Multiphysics» у інтерфейсі *Magnetic Field*. З метою зменшення обчислювальної області без втрати точності на зовнішній межі навколишньої повітряної області було розміщено шар нескінченних елементів, який не показано на рис. 4.1. Усі необхідні розміри та параметри — як спільні, так і специфічні для досліджуваних двигунів — наведено в таблиці 4.1. Відповідно, густина струму в гомогенізованих областях, моделюючих обмотки,[26, 37, 64] в обох конструкціях була однаковою. Параметри гомогенізованої обмотки обчислювалися за виразами (2.15) ... (2.18).

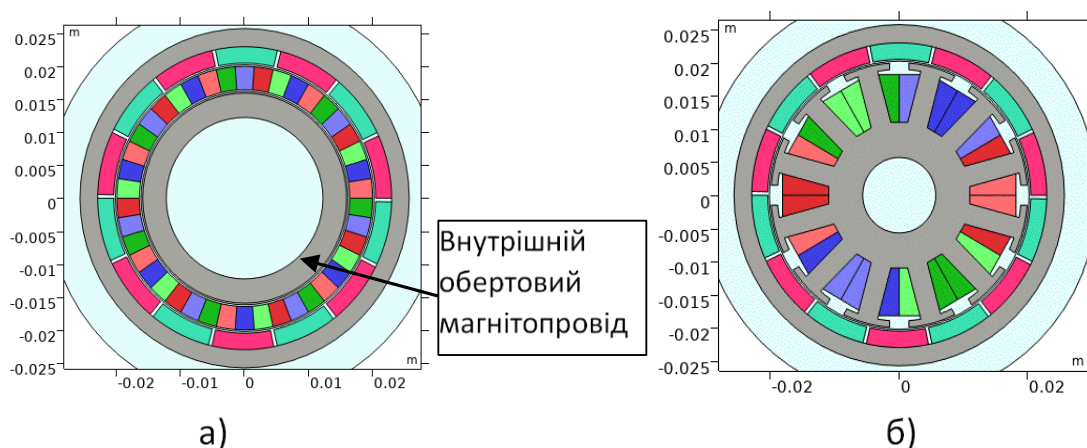


рис. 4.1 — Поперечний переріз: а) безпазова конструкція; б) зубцевий статор (напрямок фаз: червоний – A^+ , темно-червоний – A^- , зелений – B^+ , темно-зелений – B^- , блакитний – C^+ , синій – C^- ; напрямок намагнічування магнітів: рожевий – від центрів, темно-блакитний – до центрів; світло-блакитний – повітря, сірий – сталь).

Оскільки дослідження має порівняльний характер і не є вичерпним аналізом, було прийнято деякі обмеження моделювання відповідно до особливостей розглянутих конструкцій. У конструкції із зубцевим статором кількість полюсів ротора та зубців статора є різною. Тому в поперечному перерізі неможливо виділити симетрію, і магнітне поле необхідно моделювати в усьому поперечному перерізі. Натомість, безпазова конструкція характеризується рівними полюсними

кроками статора та ротора, що дає змогу виконувати моделювання магнітного поля лише в межах двох, або навіть одного, полюсних поділів.

Таблиця 4.1.

Порівнювані параметри конструкцій

Спільні параметри	
Швидкість обертання	6000 об./хв.
Кількість фаз	3
Число полюсів ротора, p	14
Діаметр статора, D (внутрішній статор!)	40 мм
Довжина пакету статора	20 мм
Повітряний проміжок	0,5 мм
Висота ярма ротора	2,8 мм
Висота магнітів, h_M	2,5 мм
Кутовий розмір магнітів	12°
Марка магнітів	N33SH
Залишкова індукція, B_r	1,1 Т
Коефіцієнт заповнення міддю	0,5
Магнітна проникність, μ_{rec}	1,05
Макс. ефективна густина струму J (≈ 60 s)	20 А/мм ²
Зубчаста конструкція, параметри	
Число пазів	12
Глибина пазу	8 мм
Ширина зубця	3,8 mm
Висота коронки зубця	1 мм
Ширина відкриття пазу, b_s	3 мм
Висота пазового клину	0,5 мм
Безпазова конструкція, параметри	
Число полюсів	14
Внутрішній повітряний проміжок	0,5 мм
Висота обмотки, h_w	3,6 мм

Для повноти огляду була розглянута також конструкція безпазового двигуна з подвійним ротором, поперечний переріз якої представлено на рис. 4.2, а магнітну індукцію в цьому перерізі – на рис. 4.3.

З огляду на врахування вихрових струмів у електропровідних частинах конструкції машини (таких як постійні магніти та ярма), а також на наявність рухомих областей, необхідним є нестационарне моделювання магнітного поля. В побудованій моделі магнітна характеристика вважалася нелінійною, а висота ярма та ширина зубця статора були вибрані таким чином, щоб забезпечити магнітну індукцію на рівні приблизно 1,4 ... 1,7 Т, що було підтверджено попередніми розрахунками статичного магнітного поля і видно з рис. 4.3. Також було прийнято нижченаведені припущення.

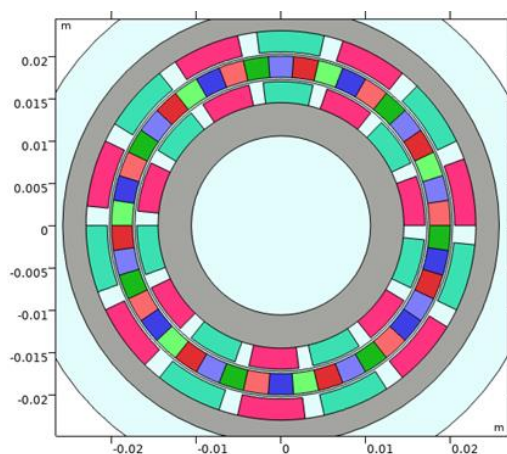


Рис. 4.2 — Поперечний переріз безпазової конструкції з двома шарами магнітів

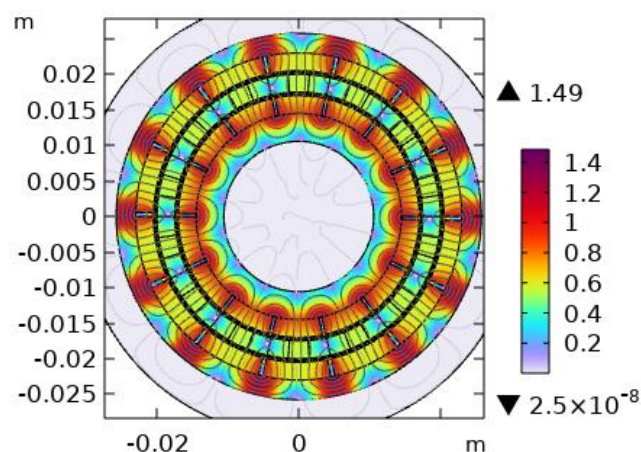


Рис. 4.3 — Магнітна індукція (поле) в поперечному перерізі безпазової конструкції з двома шарами магнітів

- Струм в обмотці вважався синусоїдальним;
- Швидкість обертання ротора вважалася сталою;
- Початкова (опорна) температура T_0 магнітів та обмоток перед початком інтенсивного режиму приймалася рівною 100 °С.

Для наведених налаштувань у програмному пакеті «COMSOL Multiphysics» використовувався інтерфейс *Rotating Machinery* з нестационарним дослідженням. Дослідження нагріву постійних магнітів виконувалося з використанням інтерфей-

су *Heat Transfer in Solids and Fluids* того ж програмного пакету [95]. Застосування цього інтерфейсу було необхідним для врахування конвективного охолодження зовнішньої поверхні ротора навколишнім повітрям.

4.2 Статичний та динамічний обертовий момент

Відправною точкою у порівняльному аналізі конструкцій є обчислення статичного моменту, хоча для порівняння процесу нагріву потрібно розглядати нестационарний процес. Електромагнітний момент у «COMSOL Multiphysics» може бути визначений двома основними способами. Перший — методом інтегрування за формулою Арккіо, другий — на основі тензора напружень Максвелла (вираз 3.2). Оскільки розглядається радіальна конструкція визначення обертового моменту через тензор Максвелла має вигляд

$$\mathbf{M} = \oint_{\partial\Omega} (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) \times (\mathbf{n} \tau_M) dl \quad (4.1)$$

де $\partial\Omega$ – контур поверхні статора або ротора;

l – елемент цієї поверхні.

Для безпазової конструкції момент також може бути обчислений шляхом інтегрування сили Лоренца (3.4) по області обмотки [30, 41, 90]. Як і очікувалося, усі методи дають близькі результати. Водночас слід зазначити, що метод Арккіо демонструє найвищу стабільність, що підтверджується майже повною рівністю додатних і від’ємних піків обчисленого моменту. Інтегрування сили Лоренца забезпечує аналогічну стабільність, однак цей підхід може бути застосовний лише до безпазової конструкції [46].

Оскільки максимальний обертовий момент для різних конструкцій настає за умов різних положень ротора або значень початкової фази трифазного струму, розрахунок моменту було проведено на повному періоді зміни фази струму. Причому для двигуна з зубчастою структурою максимальний момент відшукувався зі зміною як фази струму, так і положення ротора. Дослідження проводилося для двох різних значень коефіцієнта заповнення пазу k_z – 0,5 та 0,8. Результати у вигляді кривих наведено на рис. 4.4. Зауважимо, що останнє значення коефіцієнту заповнення пазу є майже недосяжним у традиційних машинах з зубчастим стато-

ром. Але, оскільки розглядається безпазовий МЕЛД з двошаровим ротором по обидві сторони обмотки, вважається, що коефіцієнт заповнення міддю може бути підвищений до теоретично максимальних значень.

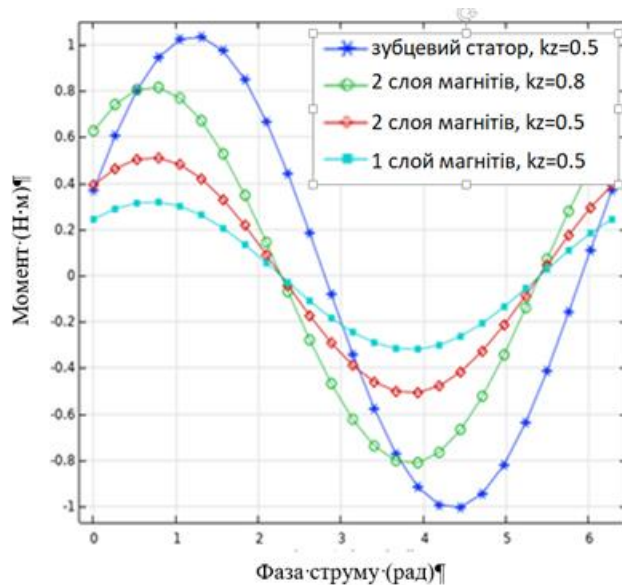


Рис. 4.4 — Момент МЕЛД з зубчастим та безпазовим статором, з одним та двома шарами магнітів при різному коефіцієнті заповненні паза k_z .

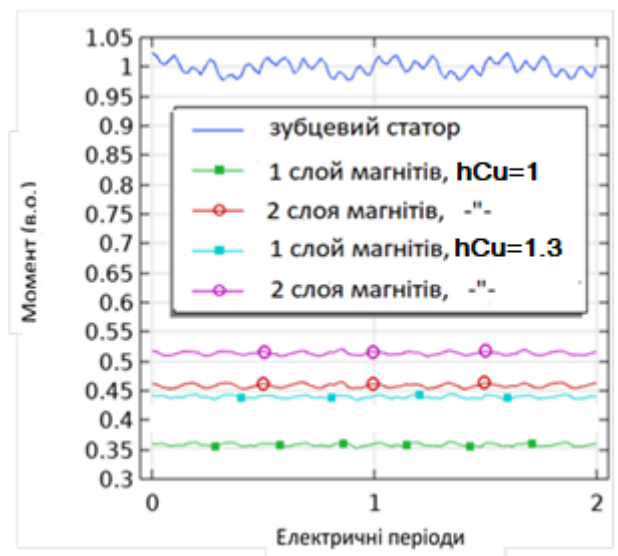


Рис. 4.5 — Коливання моменту МЕЛД з зубчастим та безпазовим статором, з одним та двома шарами магнітів при різній висоті шару обмотки k_{Cu} , та при одному заповненні паза ($k_z=0.5$)

Для визначених фаз струмів і положення ротора, що відповідають максимальному моменту, було проведено розрахунок коливань динамічного моменту за умов постійної швидкості обертання. Ці розрахунки поряд з безпосередньою оцінкою амплітуди цих коливань є основою для обчислення втрат в магнітопроводі та постійних магнітах для подальшого розрахунку теплового стану елементів конструкції та машини в цілому. Щоб показати різницю в значенні моменту досліджуваних конструкцій, зручно використовувати відносні одиниці, беручи за опірне значення середній момент конструкції з зубчастим статором. Відносне значення обертового моменту, змодельованого протягом двох електричних періодів при ефективних густинах струму 10, 15 та 20 А/мм², наведено на рис. 4.5. Через використання відносних одиниць криві для різних значень густини струму, ті що відповідають кожній конструкції, накладаються одна на одну. Тобто відносне значення моменту не залежить від густини струму. Графіки на рис. 4.5 також по-

казують результати розрахунків з різною товщиною шара обмотки безпазового МЕЛД. Ця товщина характеризувалася коефіцієнтом k_{Cu} – який дорівнює відношенню активного перерізу обмоток безпазового двигуна до аналогічного перерізу пазового двигуна. З кривих на рис. 4.5 зокрема витікає, що досягти половинного значення моменту двигуна з зубцевим статором в безпазовому двигуні при рівному поперечному перерізі міді обмоток можна лише у конструкції з двошаровим ротором.

Для ілюстрації і візуального визначення амплітуди коливань на рис. 4.6 наведено криві моменту з масштабованим фрагментом, на якому криві для машини з зубчатою конструкцією штучно показано трохи масштабованими що дає змогу побачити їх ідентичність. На рис. 4.7 представлено криві розподілу магнітної ін-

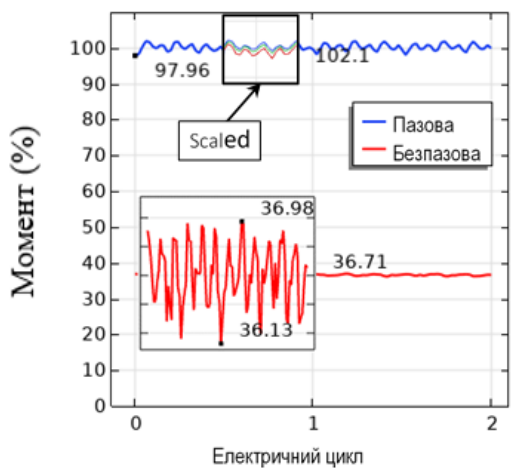


Рис. 4.6 — Відносне значення моменту впродовж трьох електричних періодів при різних значеннях густини струму (10, 15, 20 А/мм²) ; у масштабованому фрагменті криві рознесені помноженням на коефіцієнт (0.99, 1.00, 1.01) для переконливості

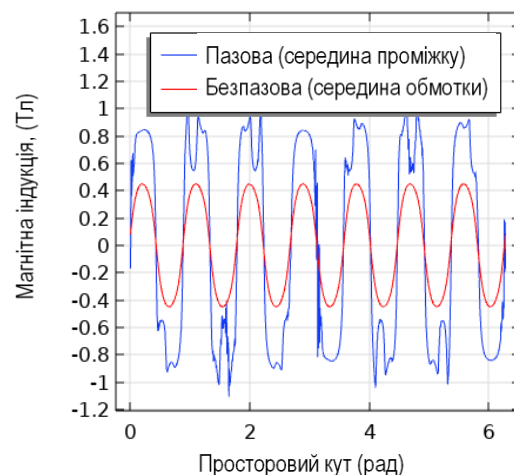


Рис. 4.7 — Просторовий розподіл вздовж специфічних границь радіальної компоненти магнітної індукції

дукції вздовж кутової координати на середньому радіусі обмотки за умов рівності об'ємів міді в обмотках ($k_{Cu} = 1$), що відповідають розрахунковим кривим моменту з рис. 4.6.

З графіків на рис. 4.5 видно, що момент двигуна з зубчастим статором у 2,3 рази більший (0,43 в.о.), ніж у розроблюваного безпазового двигуна. Перехід до конструкції з двома роторами дозволяє зменшити це відношення до двократного (червона крива на рис. 4.4). Що стосується пульсації моменту, то вони у конструкції з зубчастим статором в 7,1 рази вищі, ніж у безпазовій конструкції.

Для оцінки причин, з яких спостерігається різниця в величинах моменту, було проаналізовано розподіл магнітної індукції (рис. 4.7). Вплив цієї різниці не можна точно оцінити, спираючись лише на відношення значень магнітної індукції вздовж середньої лінії повітряного проміжку за умов усталеного режиму. Як показано на рис. 4.7, відношення максимальних значень магнітної індукції становить близько 1,9 ($0,85/0,45 = 1,9$), що суттєво (на 20%) менше за відношення моментів (рис. 4.6). Причиною цієї різниці може бути взаємодія вищих просторових гармонік поля у машині з зубчастим магнітопроводом [45, 54, 78]. Ще однією спробою наближеної оцінки моменту безпазового МЕЛД з геометричними даними аналогічного двигуна з зубчастим магнітопроводом є оцінка за відношенням магнітних опорів шляху основного магнітного потоку без урахування сталевих ділянок. Довжини шляхів магнітного потоку (яким пропорційні магнітні опори) на один полюс такі:

$$\begin{cases} \text{з пазами: } L_{mz} = h_m + \delta \cdot k_\delta = 2,5 + 0,5 \cdot 1,1 = 3,05 \text{ (мм)} \\ \text{без пазів: } L_{mb} = h_m + 2 \cdot \delta + h_w = 2,5 + 2 \cdot 0,5 + 3,6 = 6,6 \text{ (мм)} \end{cases}, \quad (4.2)$$

де h_m – висота магнітів; δ – повітряний проміжок; k_δ – коефіцієнт Картера; h_w – висота шару обмотки. Відношення цих довжин складає $6,6/3,05 = 2,16$. Це значення ближче до відношення моментів (що дорівнює 2,3), що дає оптимістичний прогноз з точністю визначення зниження моменту у безпазовій машині 6,5%.

Таким чином, слід визнати, що у безпазовій конструкції середня магнітна індукція оцінюється в центрі шару обмотки, що може бути основою лише для наближеного обчислення моменту за аналітичними формулами методом інтегрування сили Лоренца. Тому точну оцінку величини обертового моменту двигуна мож-

на отримати лише шляхом інтегрування одним із зазначених вище методів на основі обчисленого магнітного поля за допомогою МСЕ.

4.3 Нагрівання магнітів вихровими струмами

4.3.1 Моделювання процесу нагріву магнітів

Нагрівання магнітів є критично шкідливим явищем у високопродуктивних електродвигунах. Граничні робочі температури магнітів з інтерметалічних сполук неодиму з залізом та бором (NdFeB) потребують точного оцінювання процесу нагріву. Нагрівання магнітів спричиняється як теплопередачею через повітряний зазор від статора, так і втратами всередині самих магнітів. Як зазначалося раніше, ці втрати виникають через вихрові струми, які індуковані пульсаціями магнітного поля безпосередньо в тілі магніту. Можлива також передача тепла від ярма ротора. Ймовірніше, передача тепла від ярма ротора може відбуватися, якщо ярмо виконано масивним і пульсації магнітної індукції від структури зубчастого статора значні. Хоча треба відзначити, що ярмо ротора віддалено від статора шаром магнітних полюсів, і цей шар теж екранує магнітне поле вихровими струмами в них. Але ці вихрові струми, як зазначено, є негативним фактором, викликаючи нагрівання самих магнітів, і тому підлягають заходам зі зниження. Ці струми можуть бути значно ослаблені за рахунок такого відомого технологічного прийому, як фрагментація магнітного полюса, тобто якщо активна довжина машини достатньо велика, магнітний полюс виконується з окремих фрагментів, що розділені між собою тонким шаром ізоляційного лаку. Як бачимо, має місце деяке протиріччя – магніти з вихровими струмами не пропускають магнітне поле до масивного ярма, яке менше нагрівається, але від цих струмів нагріваються магніти. Звичайно ж, в розв’язанні цього протиріччя пріоритет належить заходам з захисту магнітів.

На рис. 4.8 показано розподіл норми магнітної індукції протягом семи електричних циклів у точці всередині магніту, розташованій поблизу поверхні, що звернена до повітряного проміжку. Кількість електричних циклів обрана таким чином, щоб охопити повний цикл зміни поля статора в машині, тобто повний

оберт ротора. Пульсації магнітної індукції оцінювалися при густинах струму обмотки 10 та 20 А/мм².

У машині з зубчастим статором ці пульсації зумовлені насамперед структурою коронок зубців. Амплітуда коливань ΔB магнітної індукції B при густині струму обмотки $J = 10$ та 20 А/мм² становить відповідно (рис. 4.8):

$$\begin{cases} \Delta B_{J=10} = 0,9368 - 0,6777 = 0,2591(\text{Т}); \\ \Delta B_{J=20} = 0,9976 - 0,6777 = 0,3199(\text{Т}) \end{cases} \quad (4.3)$$

Оскільки втрати на вихрові струми пропорційні квадрату амплітуди коливань магнітної індукції, природно оцінювати співвідношення нагріву та підвищення температури приблизно як

$$T / T_0 = (0,3199 / 0,2591)^2 = 1,52 \quad (4.4)$$

У безпазовій машині кількість полюсів в обмотці статора та в конструкції ротора однакова. Тому пульсації магнітного поля зумовлені виключно гармонічними складовими МРС обмотки статора. Однак на збільшеному фрагменті рис. 4.8 також можна спостерігати високочастотні пульсації. Вони пояснюються похибками дискретизації і зменшуються при загущенні сітки. Щоб усунути їхній вплив на оцінку втрат у «COMSOL Multiphysics», було використано вузол *Time to Frequency Losses* у вузлі *Study*. Втрати в цьому вузлі оцінюються через розклад у ряд Фур'є часової залежності магнітної індукції. При цьому можна задавати очікувану кількість гармонік, викликаних фізичним процесом, відкидаючи високочастотні коливання від похибок дискретизації. У цьому дослідженні враховувалися шість часових гармонік для оцінки втрат на вихрові струми, що служило основою для подальшого кількісного аналізу теплового стану.

Для дослідження був обраний метод охолодження без вентиляції (*Non-Ventilated*). Варто зазначити, що конструкція з зовнішнім ротором сприятлива для охолодження саме магнітів. Виникає слушне запитання: чи слід враховувати втрати на гістерезис саме у магнітах? Відповідь можна отримати, проаналізувавши амплітуду пульсацій магнітної індукції разом із кривою розмагнічування магніту. Крива розмагнічування для магніту N33SH наведена на рис. 4.9 разом з графіками

магнітної індукції на рис. 4.8 дозволяє зробити оцінку очікуваних втрат на гістерезис в магніті. Завдяки розширеній лінійній ділянці цієї кривої вся амплітуда коливань магнітної індукції лежить у межах лінійної області. В цій зоні хоча і існує мінорна петля перемагнічування, але втрати від гістерезису, відповідні до неї, у порівнянні з втратами від вихрових струмів на порядок нижчі, і ними можна знехтувати [84].

Після цих попередніх зауважень можна розглянути результати процесу на-

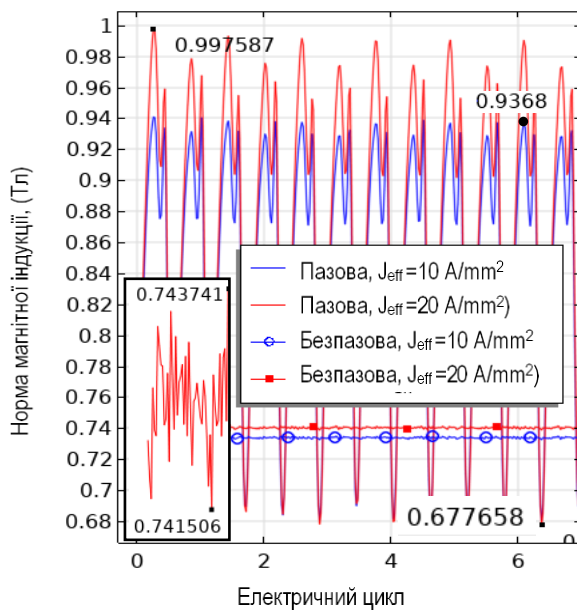


Рис. 4.8 — Залежність норми магнітної індукції від часу біля поверхні постійних магнітів (нижні екстремуми кривих для пазової конструкції співпадають)

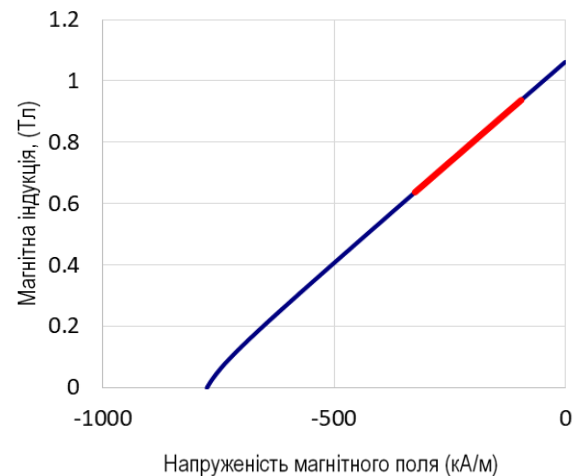


Рис. 4.9 — Крива розмагнічування магніту N33SH (Діапазон пульсації магнітної індукції на поверхні магніту відмічено червоним кольором)

грівання. Як і у випадку моделювання магнітного поля, розрахунок теплопередачі обмежувався двовимірною задачею. Розподіл температури моделювався з використанням інтерфейсів *Heat Transfer in Solids and Fluids* та *Turbulent Flow, Algebraic uPlus* у програмному пакеті «COMSOL Multiphysics». На рис. 4.10 показано розподіл втрат у поперечному перерізі безпазового двигуна з обома обертовими ярмами. Кольори показують найбільшу густину втрат у тілі магнітів і на поверхні внутрішнього ярма. Втрати у зовнішньому ярмі порівняно незначні, що полегшує відтік тепла від магнітів у зовнішній простір. Звертає увагу розподіл втрат у внут-

рішньому ярмі, які викликані гармоніками МРС. На поверхні, прилеглій до проміжку, оберненого до обмотки, вони значні, але швидко згасають з глибиною до вкрай малих величин. Але ці втрати на тепловий режим магнітів не впливають, оскільки знаходяться з іншого боку відносно обмотки. На рис. 4.11 показано розподіл температури в поперечному перерізі ротора за одну хвилину після початку інтенсивного режиму. Початкова температура T_0 була встановлена на рівні $100\text{ }^{\circ}\text{C}$, як зазначалося вище.

Відповідно до раніше проаналізованих пульсацій магнітного потоку (рис. 4.8), підвищення температури у пазовій конструкції відбувається значно інтенсивніше, ніж у безпазовій. Крім того, у пазовій конструкції тепло генерується як у масивному ярмі ротора, так і в самих магнітах. Шкала температур у легенді рис. 4.11б показує, що найтепліша точка в пазовій конструкції нагрівається приблизно на $9,2\text{ }^{\circ}\text{C}$ після однієї хвилини роботи при густині струму 20 А/мм^2 . Для безпазової конструкції джерела тепла в роторі зосереджені переважно в магнітах, тоді як ярмо не сприяє нагріванню магнітів і діє як тепловідвід (рис. 11а).

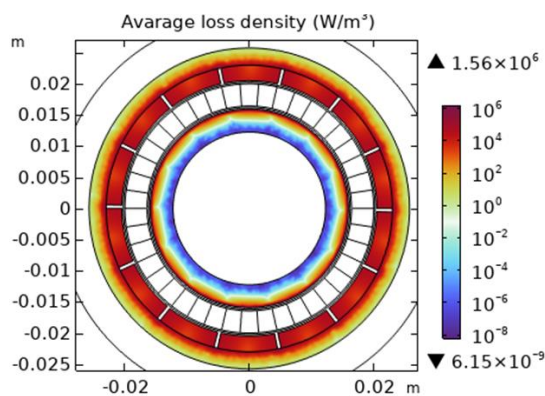


Рис. 4.10 — Розподіл втрат від вихрових струмів в магнітах і ярмах, що обертаються

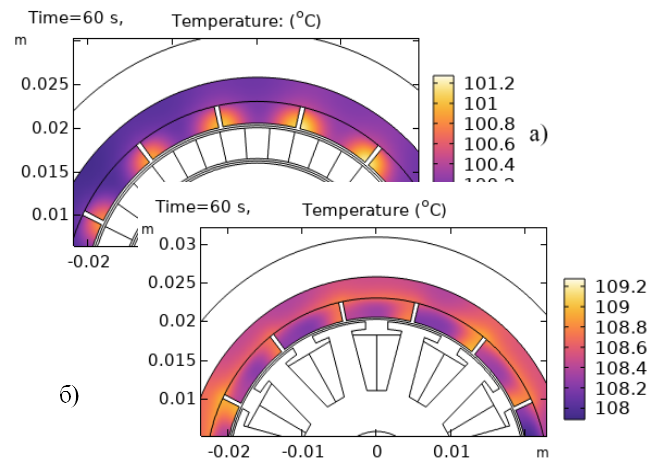


Рис. 4.11 — Розподіл температури у поперечному перерізі ротора після 60 с роботи при густині струму 20 А/мм^2 : (а) безпазова конструкція; (б) зубчаста конструкція 60 с

Для перевірки максимальної температури магнітів і обмотки пазової конструкції було виконано альтернативний розрахунок процесу нестационарного нагрівання за допомогою програмного пакета «Simcenter Motorsolve». У цьому про-

грамному забезпеченні теплопередача моделюється з урахуванням як радіального, так і осевого теплового потоку, але приблизно на основі двовимірного моделювання за допомогою заступних теплових схем. Підвищення температури магнітів і обмотки пазового двигуна при трьох значеннях густини струму (10, 15 і 20 А/мм²) наведено на рис. 4.12. Максимальна температура магнітів через 60 с, розрахована за обома програмними засобами (рис. 4.11б, рис. 4.12а), виявилася близькою за значенням, що підтверджує надійність обох моделей та отриманих результатів. Підвищення температури обмотки у пазовій конструкції за одну хвилину досягає 135 °С (рис. 8b) при інтенсивному режимі роботи, що свідчить про те, що ізоляція обмотки класів F та H здатна витримати цей режим із запасом по температурі 15

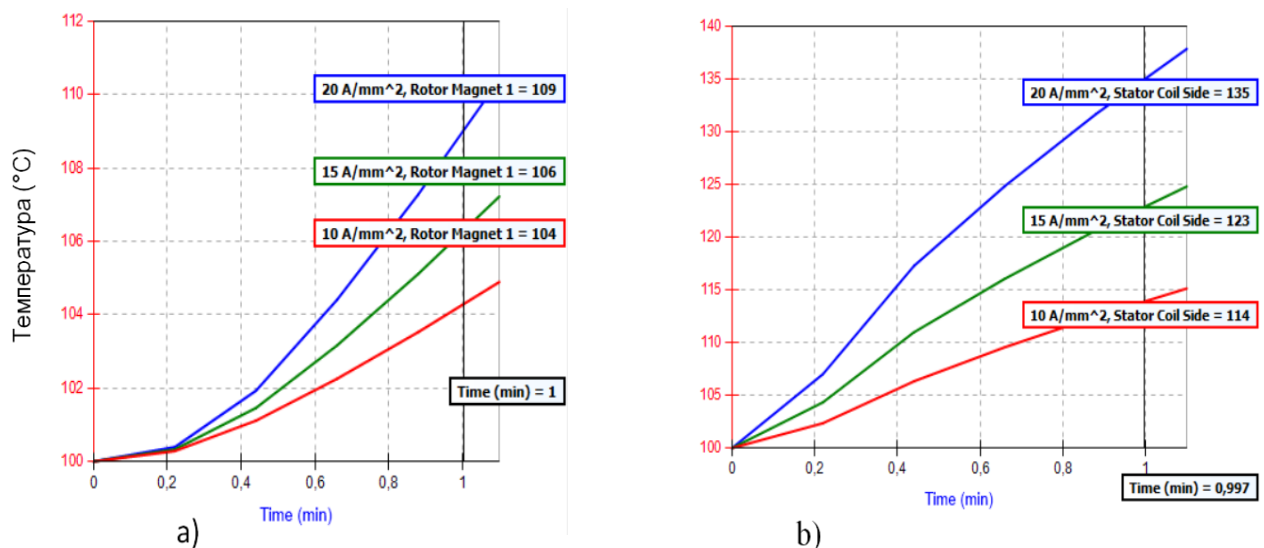


Рис. 4.12 — Нагрівання магнітів – а) та обмоток – б) в пазовій конструкції (моделювання у середовищі «Simcenter Motorsolve» [97]) за умов різної густини струму у обмотках

°C.

На графіках рис. 4.12б помітне зменшення швидкості зростання температури обмоток після досягнення нею величини 110... 115 °C, що свідчить про збільшення теплового потоку у зовнішнє середовище, і що відповідає уяві про фізичні процеси теплопередачі. Отримані значення температури показують, що для даного режиму (рис. 4.12б) потрібні магніти марок не нижче УН.

У безпазовій конструкції підвищення температури протягом 60 с становить близько 1,2 °C за умов густини струму $J = 20 \text{ А/мм}^2$ (рис. 4.11а). Тому немає потреби наводити графіки температур при густині струму нижче максимального значення. Щодо моделювання в «Simcenter Motorsolve», слід зазначити, що це програмне забезпечення не підтримує конструкції зі статором, що обертається. Оскільки обмотка в такій конфігурації краще охолоджується через два повітряні проміжки, можна припустити, що температура обмотки залишатиметься в тих самих межах. В свою чергу програмний пакет «COMSOL Multiphysics» прогнозує максимальну температуру обмотки двигуна з пазовою структурою статора близько 40 °C після однієї хвилини інтенсивного режиму, що пояснюється відсутністю осьового переносу тепла у двовимірній моделі і узгоджується з результатами моделювання у середовищі «Simcenter Motorsolve».

4.3.2 Оцінка нагріву магнітів у порівнюваних конструкціях

Джерелом тепла в магнітах є в основному вихрові струми. Доцільно зробити просту оцінку очікуваної різниці між досліджуваними конструкціями у інтенсивності нагрівання, як було зроблено вище на прикладі оцінки обертового моменту. Як встановлено в попередньому підрозділі, конструкція із зубчастим статором має обертовий момент, який приблизно у 2,3 рази більший, ніж у безпазової. Але це відношення максимальних значень моменту не залежить від густини струму в обмотці (рис. 4.6). Причина полягає в тому, що МРС обмотки F_w значно менша за МРС магніту, тож магнітний потік визначається головним чином магнітом. Більш конкретно, оскільки загальний струм в обох конструкціях — пазовий та безпазовий — за припущенням однаковий, більш того – однакова густина струму та сумарна площа обмоток, то для обох випадків можна застосувати вираз для лінійного струмового навантаження A .

Дійсно, для безпазової конструкції, в межах одного полюсного кроку τ , лінійне навантаження (з урахуванням трифазної обмотки) має вигляд:

$$A = \frac{3}{2} \frac{J(h_w \tau)}{\tau} = \frac{3}{2} 20 \cdot 10^6 \cdot 0,0036 = 108000 \text{ (А/м)} \quad (4.5)$$

де h_w — висота обмотки (геометричні та матеріальні параметри наведено у Таблиці 4.1. Половина МРС обмотки, що забезпечує основний магнітний потік, визначається як:

$$F_w = A \cdot \tau = A \frac{\pi D_i}{p} = 108000 \frac{\pi \cdot 0,04}{14} = 969(\text{A}) \quad (4.6)$$

де D_i — діаметр статора (зовнішній діаметр внутрішнього статора); p — число полюсів.

З іншого боку, МРС одного магніту F_M визначається наступним чином:

$$F_M = \frac{B_r h_M}{\mu_{rec} \mu_0} = \frac{1,1 \cdot 0,0025}{1,05 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}} = 2084(\text{A}) \quad (4.7)$$

де B_r — залишкова магнітна індукція;

μ_{rec} — відносна магнітна проникність на кривій повернення;

h_M — висота магніту.

Зі співвідношень (4.6) і (4.7) випливає, що МРС обмотки становить менше 50 % від МРС магніту. Тому нагрівання магнітів вихровими струмами значно вище у пазовій конструкції і це зумовлено тільки суттєво більшими пульсаціями магнітної індукції. Амплітуда коливань індукції в обраній пробній точці поблизу поверхні магніту сягає 0,32 Т при густині струму 20 А/мм² і залежить від густини струму в обмотці. Так за умов $J = 10$ А/мм² вона становить приблизно 0,26 Т. Оскільки відношення цих коливань (див. співвідношення 4.2) дає оцінку швидкості підвищення температури магніту рівною 1,5, перегрів машини з зубчастим статором за одну хвилину становить

$$T_{20} / T_{10} = (109 - 100) / (104 - 100) = 2,25, \quad (4.8)$$

що витікає з графіків на рис. 4.12б.

Відхилення цього значення від 1,52, отриманого у моногармонічному аналізі (аналіз за відношенням амплітуд перших гармонік магнітної індукції і витікаючий з нього вираз (4.4)), має очевидне пояснення: часова залежність магнітної індукції містить значну частку вищих гармонік (рис. 4.8), які створюють додаткові втрати, що складають решту фактору, приблизно 1,48 (відношення між 2,25 та

1,52). Цей наближений феноменологічний аналіз додає впевненості у розумінні процесів, що супроводжують процес нагрівання.

4.4 Фрагментація магнітів

Оскільки нагрівання магнітів вихровими струмами є вкрай важливим показником режиму роботи МЕЛД [52, 79, 86], доцільно розглянути заходи щодо запобігання критичному підвищенню температури. Тим більше, що в сучасних програмних інструментах з проектування МЕЛД моделювання таких заходів не завжди передбачено. Прикладом може служити застосована в даному розділі програма «Simcenter Motorsolve». В той же час комплекс ANSYS MotorCAD хоча має в своєму арсеналі опцію, що передбачає фрагментацію магнітів, для проектування двигунів аксіального виконання містить тільки бета-версію [94]. Тому виконання дослідження заходу щодо зменшення втрат шляхом фрагментації є актуальною проблемою [32]. Оскільки джерелом нагрівання магнітів є вихрові струми, розглянемо вплив фрагментації на втрати від них.

Зупинимося на моделюванні процесів у МЕЛД аксіального виконання на прикладі дискового двигуна, розглянутого у підрозділі 3.1. До того ж процеси в дисковому двигуні більш складні, оскільки потребують тривимірного моделювання, в той час як двовимірне моделювання для двигунів з такою геометрією є суттєво наближеним, що описано в пункті 3.1.2. Фрагментація магнітів фізично має таку ж мету як і виконання прорізів у масивному статорі (рис. 3.2) – збільшення опору на шляху вихрових струмів. Але різні властивості матеріалів – постійного магніту та масивного магнітопроводу – викликають передбачення різних кількісних результатів. Якщо електропровідність магнітів приблизно у 10 разів нижче, ніж у сталі ($0,7 \dots 1,1 \cdot 10^6$ См/м проти $5 \dots 10 \cdot 10^6$ См/м) [48, 96], то відносна магнітна проникність магнітів складає біля 1,05, тобто в тисячі разів менше ніж цей показник у сталі.

На рис. 4.13 показано контури одного полюсного поділу активної частини двигуна з магнітом, що складається з чотирьох частин. Червоним кольором виділено площину, що перетинає магніти трохи нижче поверхні. Рівняння математич-

ної моделі, що використовується для моделювання в середовищі «COMSOL Multiphysics», описано у підрозділі 2.1 та пункті 3.1.3 – це модель тривимірного змінного магнітного поля у лінійному середовищі.

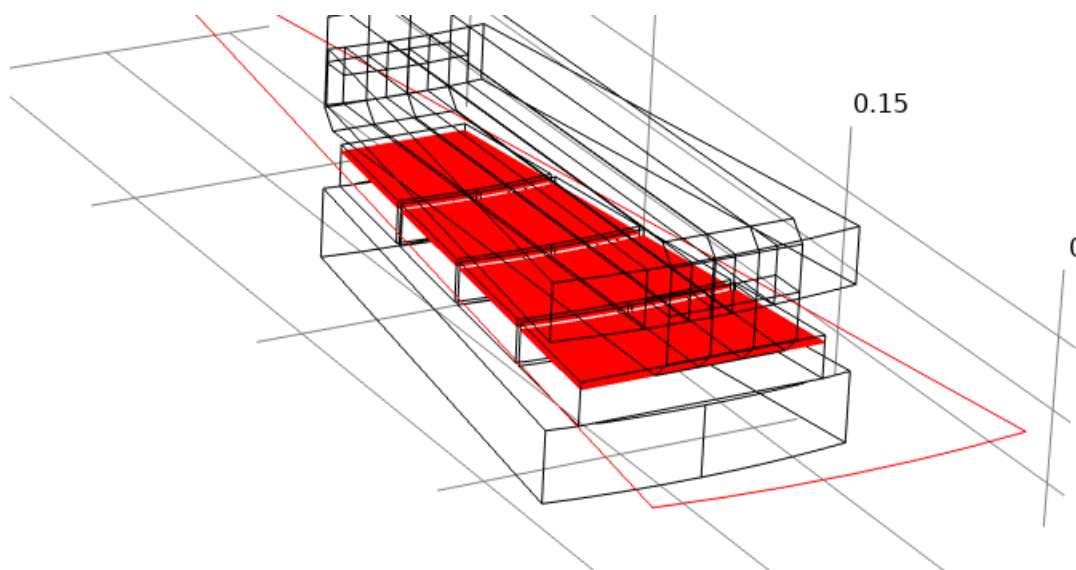


Рис. 4.13 — Полісний поділ з магнітом, розподіленням на чотири частини

Розрахунок поля проводився для цілого магніту та поділеного на дві та чотири рівні частини за радіальною координатою в діапазоні частот від одного до ста Гц. Щодо величини струму і розподілу струму між фазами, то ці дані фактично не мають значення для аналізу впливу числа фрагментів магніту на розподіл вихрових струмів та втрат від них у магнітах полюсу. Стосовно величини струму вже згадувалося у попередньому розділі, що магнітний стан магнітів знаходиться на лінійній ділянці, і тому рівень змінної складової поля обмотки не впливає на розподіл вихрових струмів. Що стосується фази струмів обмотки, то її впливом з евристичних міркувань можна знехтувати. Дійсно, під час зміщення максимуму МРС від осі магніту до краю вихрові струми будуть зменшуватися, на що буде звернуто увагу далі, але характер розподілу їх між фрагментами магніту буде залишатися незмінним.

Поле розподілу питомих втрат в обраному перетині (рис. 4.13) для нерозподіленого магніту наведено на рис. 4.14 для частоти 5 Гц і густини струму в обмотках 5 А/мм^2 . На рис. 4.15 наведено аналогічне поле для розподілення магнітного

полюса на чотири частини за умов частоти поля 91 Гц. Поле на рис. 4.15 відповідає фазі струмів обмотки, що змістила вісь поля відносно осі полюса, що відобразилося на симетрії, точніше, несиметрії, вихорів струму відносно горизонтальної (на рисунку) осі магніту. З кожним фрагментом магніту зчеплена пропорційна його площі частина магнітного потоку, яка наводить у фрагменті відповідну ЕРС. Але завдяки тому, що збільшується сумарний периметр усіх фрагментів, збільшується і сумарний опір вихровим струмам, що призводить до їх зменшення і, як результат, зменшення втрат.

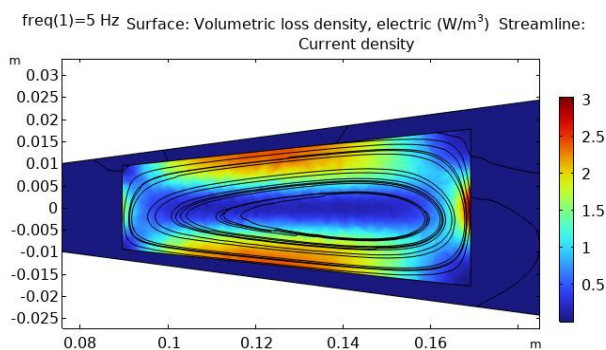


Рис. 4.14 — Розподіл вихрових струмів та втрат від них у магніті безпосередньо під поверхнею

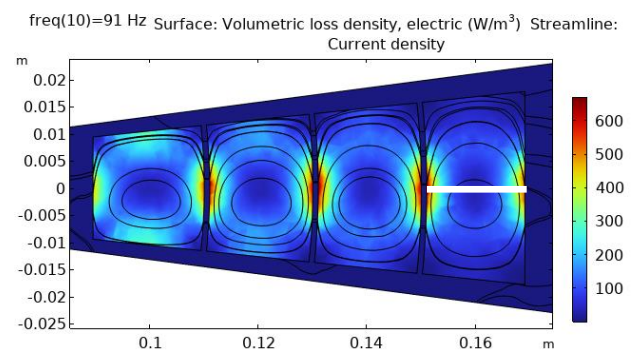


Рис. 4.15 — Розподіл вихрових струмів та втрат від них у магнітному полюсі, розподіленому на чотири частини

Варіація частоти для трьох випадків фрагментації магніту дозволила отримати залежності втрат та їх розподілу від частоти. На рис. 4.16 наведено залежності від частоти трьох обраних варіантів фрагментації магніту полюса обраного в якості досліджуваного дискового двигуна. З графіків витікає, що розділення магніту поперек напрямку руху на чотири частини дозволяє в 3 рази знизити втрати в магніті. Для останнього випадку на рис. 4.17 наведено розподіл втрат між усіма чотирма фрагментами магнітного полюса, які перелічені, починаючи від фрагмента з найменшим радіусом (ліворуч на рисунку). Цей розподіл цілком відповідає фізичним уявленням. Так, по-перше: у крайніх сегментах, де поле ослаблене (крайовий ефект), втрати менші, ніж у центральних сегментах; по-друге: чим далі від центру обертання знаходиться магнітний фрагмент, тим більша його площа, і сумарні втрати в ньому більші.

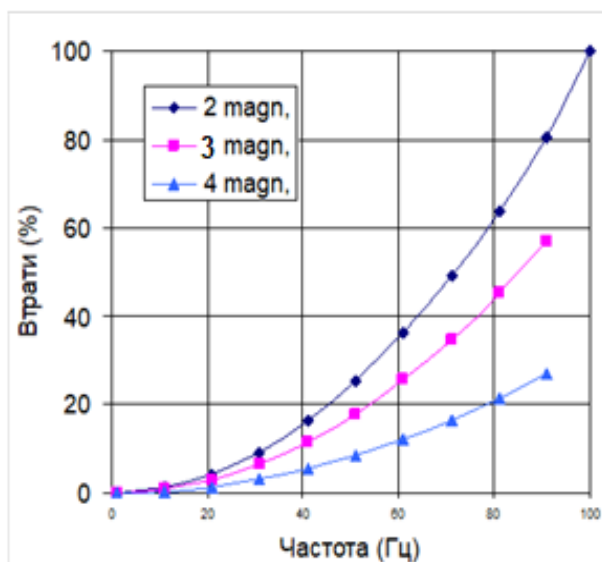


Рис. 4.16 — Вплив фрагментації магнітного полюса на втрати від вихрових струмів

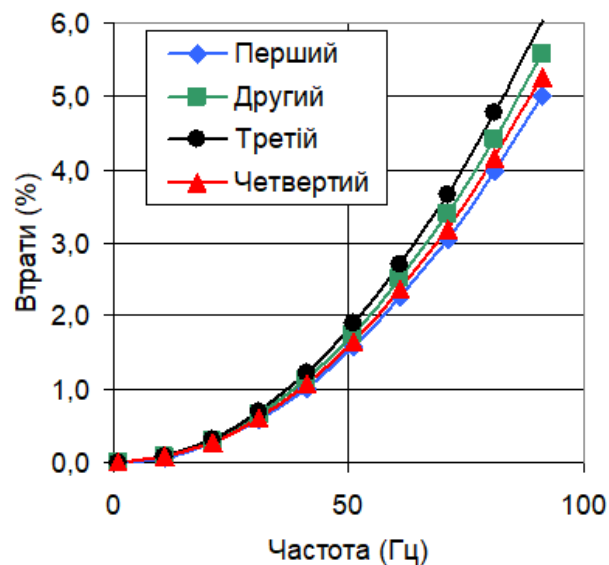


Рис. 4.17 — Розподіл втрат від вихрових струмів між чотирма магнітними фрагментами МЕЛД аксиальної конструкції

Вище розглянуто спосіб фрагментації магнітного полюса вздовж активної довжини або поперек напрямку руху поверхні ротора. Але іноді зустрічаються МЕЛД з невеликим числом пар полюсів і, таким чином, з широкими магнітами полюсів. В розглянутому способі фрагментації обертове поле обмотки одночасно досягає максимуму в усіх фрагментах (рис. 4.15). Якщо будь-який фрагмент магніту на цьому рисунку гіпотетично фрагментувати у напрямку руху, як показано на рис. 4.15 відрізком білого кольору для крайнього правого фрагменту, то постає питання: чи буде досягнуто такий же ефект зменшення втрат. Логічно припустити, що і в такому разі розподілення магніту призведе до аналогічних результатів. Дійсно, відповідно до закону електромагнітної індукції при одному і тому самому максимумі магнітної індукції обертового магнітного поля і зменшенні площі у два рази також у два рази зменшиться потік Φ , відповідно, ЕРС. З іншого боку, відповідно до закону безперервності електричного струму вихровий струм повністю замкнеться у фрагменті, геометричні дані якого (в першу чергу периметр) не залежать від того, в якому напрямку було поділено цей фрагмент. Таким чином, можна зробити висновок, що відносне чисельне зменшення втрат за рахунок фра-

фрагментації магніту не залежить від напряму фрагментації і отримані чисельні значення мають універсальний характер.

Повертаючись до ідеї зменшення втрат і паразитного моменту (розділ 3.1) за рахунок прорізання азимутальних щілин в масивному ярмі статора (рис. 3.2) можна сказати як в разі прорізів так і в разі фрагментації магнітів ми досягаємо однієї і тієї ж мети. Але, оскільки фрагментація магнітів у двигуні аксіальної конструкції не призводить до великої різниці між втратами в різних фрагментах, з точки зору технологічності та економічності не доцільно припускатись до використання магнітів різної довжини вздовж активної довжини машини. З точки зору термінології теорії електричних машин розмір «активна довжина машини» якраз і спрямований поперек напрямку руху.

Додамо, що у машинах з радіальним полем теж існує нерівномірність розподілу поля поблизу торців. Наприклад, цю нерівномірність можна простежити на рис. 3.25, де з'являється помітна аксіальна складова поля. Але ця нерівномірність має симетричний характер відносно середнього поперечного перерізу активної зони, що з наведених вище міркувань не призводить до будь-яких протиріч з проведеними розрахунками для МЕЛД аксіальної конструкції.

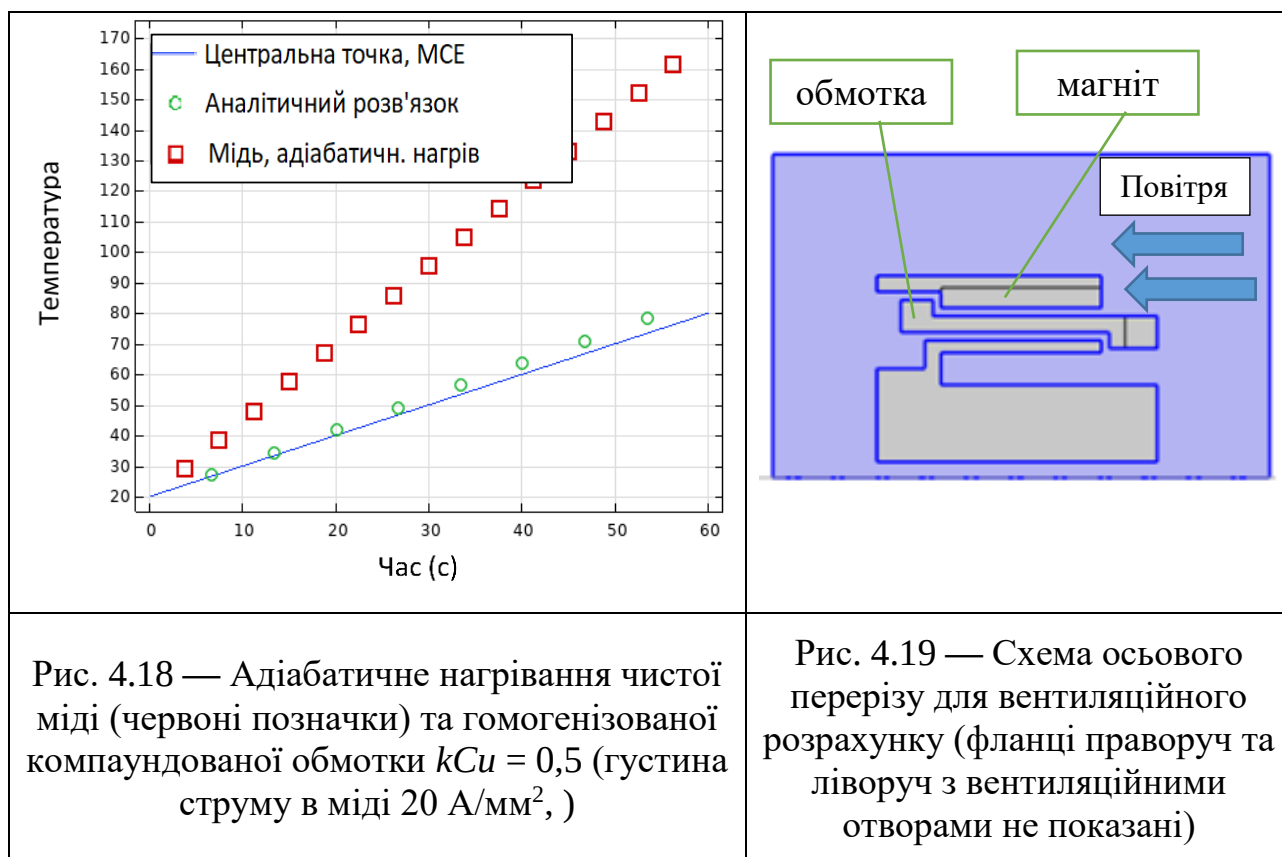
4.5 Нагрівання безпазового МЕЛД з обома обертовими ярмами

За умов густини струму 20 А/мм^2 зазнають теплового навантаження не стільки магніти як в першу чергу сама обмотка. Тому розгляд можливого температурного стану в різних режимах роботи є необхідним для оцінки розроблюваного безпазового двигуна. Розрахунок такого напруженого режиму повинен включати процес передачі тепла від обмотки до поверхні і далі до повітря, що охолоджує машину. Першим кроком розглянемо адіабатичне нагрівання обмотки з мідного проводу. Для моделювання еквівалентних теплових параметрів середовища обмотки було використано математичну модель [36], гомогенізованого [26, 44, 77] теплопровідного середовища, яку описано в пункті 2.7. На рис. 4.18 наведено графіки зростання температури у чистій міді та гомогенізованому середовищі з коефіцієнтом заповнення міддю 0,5, теплові параметри якого визначаються за виразами

(2.15) – (2.17) . Швидкість нагрівання гомогенізованої обмотки без зовнішнього тепловідводу надає передумови для оцінки теплового стану у режимі з зовнішнім охолодженням.

Класичний тепловий розрахунок електричної машини обов'язково включає і вентиляційний розрахунок. Вентиляційний рахунок в свою чергу включає розрахунок гідродинамічного опору вентиляційного тракту та напору охолоджуючого потоку повітря. В даній роботі обмежимося тільки охолодженням потоком повітря, який спрямований із заданою швидкістю вздовж осі обертання і обтікає ротор та статор, проходячи крізь повітряні проміжки. Заданими будемо вважати тільки швидкість набігаючого потоку та швидкість обертання.

Дані активної зони двигуна відповідають таблиці 4.1. Розрахункову область – шар гомогенізованої обмотки та однорідний шар магнітів – будемо розглядати як вісьосиметричну. На рис. 4.19 представлено ескіз цієї області з вказанням на-



прямку набігаючого повітряного потоку. На ескізі показано тільки переріз циліндричних деталей конструкції. Фланці та інші конструктивні елементи, що трима-

ють ротор та статор (власне тільки статорну обмотку) і мають вентиляційні отвори, на схемі не показані. Таким чином, розрахунок запропонованої модельної області дасть дещо занижений за температурою результат. Але, зважаючи на те, що повітряні проміжки між рухомими частинами невеликі, можна передбачити, що аеродинамічний опір вентиляційних каналів у фланцях буде незначним додатком до повного гідравлічного опору всього повітряного тракту.

Граничні умови в розрахунковій області (рис. 4.19) було задано такими: вісь – умова симетрії; границя праворуч – швидкість вхідного потоку; інші границі – вільний простір. Для моделювання турбулентного потоку використано модель турбулентного руху (2.19) – (2.24), яку реалізовано в мультифізичних інтерфейсах *Heat Transfer in Solids and Fluids* та *Heat Transfer+Turbulent Flow* програмного комплексу «COMSOL Multiphysics».

При моделюванні тепловиділенням в магнітах і ярмах нехтувалося, оскільки в безпазовій машині вплив цих втрат на нагрівання магнітів незначний, що показано в підрозділі 4.3. Таким чином, єдиним джерелом тепла вважалася обмотка. Далі представлена серія рисунків, на яких зображено поле температур з відповідними ізотермами, що відповідає усталеному температурному режиму. Охолодження розраховувалося тільки від набігаючого потоку (рис. 4.20, 4.22), а також від набігаючого потоку разом з обертанням ротора зі швидкістю 3000 об./хв. – рис. 4.21, рис. 4.23. Результати більш детальної варіації швидкості набігаючого потоку при зупиненому роторі, а також з обертанням ротора з усталеною швидкістю 3000 об./хв. наведено в таблиці 4.2. Виключно теоретичний режим «зупиненого ротора», результати розрахунку якого наведено на рисунках та в таблиці відіграє тільки роль порівняльного, щоб оцінити долю та ефективність обох рухів – зовнішнього потоку, та власного обертання ротора.

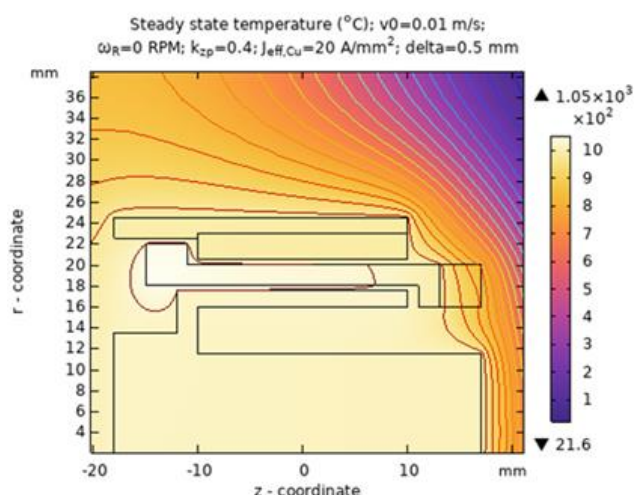


Рис. 4.20 — Поле температури.
Зупинений ротор, обдування
зневажливо слабе

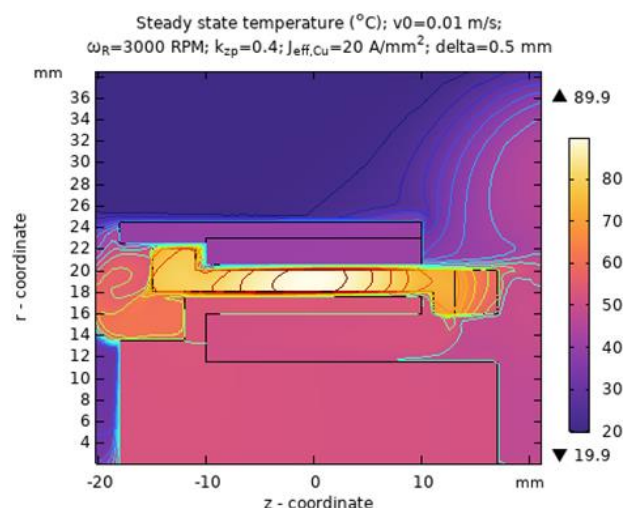


Рис. 4.21 — Поле температури.
Швидкість обертання 3000 об./хв.,
обдування немає

З наведених даних витікає, що 1000-градусна температура, що встановлюється в конструкції без обдування, може бути досить ефективно знижена з появою зовнішнього обдування та, особливо, обертання ротора. В даній конструкції позитивну роль відіграє зовнішній ротор, тепловідвід з поверхні якого є дуже ефективним заходом для забезпечення необхідного теплового режиму.

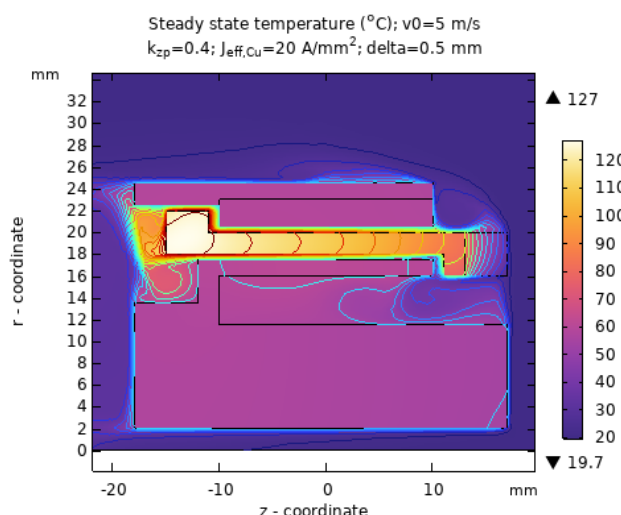


Рис. 4.22 — Поле температури.
Зупинений ротор, обдування 5 м/с.

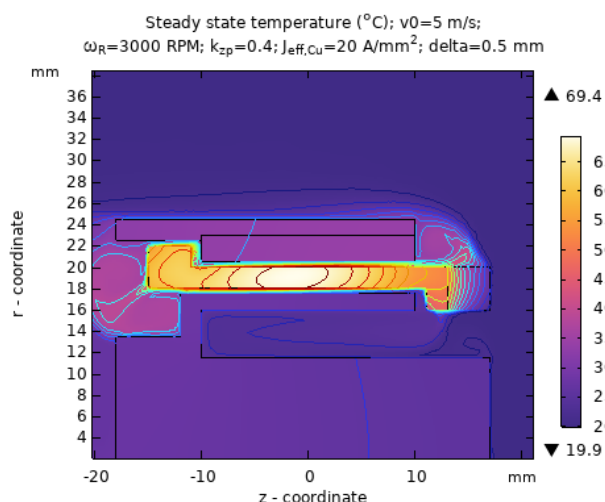


Рис. 4.23 — Поле температури.
Швидкість обертання 3000 об./хв.,
обдування 5 м/с.

Розподіл температури в перерізі обмотки показує, що найбільш нагрітою частиною є середина обмотки, а кількість ізотерм – 20 дозволяє чисельно оцінити градієнти температури. За умов зупиненого ротора, при охолодженні тільки набі-

гаючим осьовим потоком – область з найбільшою температурою зміщується до задньої частини обмотки, що відповідає фізичному розумінню. Проведена серія розрахунків не є повним і тим більше закінченим дослідженням. В цих розрахунках не враховувався вплив фланців з вентиляційними отворами на обох кінцях двигуна, врахування яких може змінити максимальні температури в усталеному режимі роботи машини. Але отримані результати дають підстави очікувати позитивних результатів більш ретельних досліджень.

Таблиця 4.2

Усталена максимальна температура обмотки

Швидкість зустрічного потоку	Швидкість обертання (об./хв.)	
	0	3000
0,01	1050	89,9
1,0	232	73,8
5,0	127	69,4
10,0	87,6	62,8
30,0	49,3	46,6

Висновок за розділом 4

Виконано порівняльне розрахункове дослідження двох конструкцій одного типорозміру циліндричного МЕЛД оберненого виконання з поверхневим розташуванням постійних магнітів, а саме двигуна з традиційним зубчастим магнітопроводом статора та двигуна з безпазовим статором з обертовим ярмом магнітопроводу статора – конструкцією двигуна досвід впровадження якої має Інститут електродинаміки НАН України. Аналіз проводився за такими двома основними критеріями порівняння – обертовим моментом та нагріванням магнітів вихровими струмами. Третім додатковим критерієм була амплітуда пульсацій обертового моменту. Якщо перші два критерія характерні для суто силового приводу, коли точність регулювання є другорядним показником електроприводу, то амплітуда пульсацій є критерієм який притаманний як силовим приводам з невеликою точ-

ністю позиціонування, так і регульованим прецизійним електроприводам, що потребують точного дотримання швидкості обертання так і точного позиціонування в разі роботи в режимі МД (актуатора). Цей критерій впливає на нагрівання магнітів, оскільки пульсації обертового моменту викликані безпосередньо пульсацією магнітної індукції в проміжку (або проміжках, якщо мова йде про конструкцію з двома обертовими ярмами) між статором і ротором. З іншого боку пульсації обертового моменту безпосередньо пов'язані зі складністю та точністю системи управління електроприводом.

Проведено аналіз обертового моменту двороторного безпазового двигуна такого ж типорозміру, тобто двигуна, в якому на обох обертових ярмах розташовано шар поверхневих магнітів. Двороторна конструкція у циліндричного двигуна принципово відрізняється від такої для МЕЛД аксіальної конструкції. Відмінність виявляється у тому, що у аксіальній машині другий ротор фактично подвоює розміри, а відповідно і потужність та обертовий момент, при цьому дещо навіть зменшуючи індуктивність розсіювання статорної обмотки в разі використання обмотки так званого «кільцевого якоря». В радіальній конструкції ефективність внутрішнього ротора вочевидь менша, в першу чергу, за рахунок меншого радіусу розташування магнітів.

Під типорозміром в усіх випадках малася на увазі число полюсів ротора та пара розмірів: активна довжина пакета і зовнішній діаметр статора та зовнішній діаметр обмотки статора для безпазової оберненої конструкції. Всі основні параметри режиму – лінійне навантаження, максимальна магнітна індукція в ярмах, вид струму живлення – синусоїдальний, швидкість обертання ротора – були задані однаковими.

Як об'єкт порівняння було обрано комерційно доступний двигун фірми «Scorpion», що серійно випускається.

Статичний момент, визначений для оптимального положення вектора струму по відношенню до вектора основного потокозчеплення – для безпазової та пазової конструкції ці положення різні – показав, що обертовий момент в безпазовій конструкції МЕЛД у порівнянні з пазовим МЕЛД знижується до 43%. Перехід

до двороторної конструкції безпазового МЕЛД дозволяє дещо подолати це зниження приблизно до 50% при суттєвому ускладненні і, відповідно, подорожчанні конструкції.

Наближена оцінка відношення статичних моментів зроблена за відношенням розрахункових амплітуд магнітної індукції у повітряному проміжку для пазової конструкції МЕЛД та на середньому радіусі обмотки для безпазової конструкції не дає будь якого задовільного збігу, в той час як відношення магнітних опорів на шляху основного магнітного потоку в двох конструкціях дає збіг (оптимістичний) з точністю 6%.

Динамічний момент, визначений для цих конструкцій в режимі постійної швидкості обертання ротора, дає значення коливань для пазової конструкції в 7,1 разів більше, ніж для безпазової. Причому амплітуда цих коливань абсолютно не залежить від струму обмотки (лінійного навантаження) при зміні його в три рази, що підтверджено моделюванням миттєвого значення струму протягом двох електричних періодів.

Швидкість нагрівання магнітів у в інтенсивному нестационарному режимі (густина струму обмоток 20 А/мм^2) в пазовій конструкції на порядок перевищує ($9,2^\circ\text{К}$ проти $1,2^\circ\text{К}$ для даного типорозміру) цю швидкість у безпазовій конструкції, що викликано набагато більшими пульсаціями магнітного поля в наслідок впливу зубцевої структури статора. Зміна швидкості зростання температури конструкції зі зміною струмового навантаження та збільшенням пульсацій магнітного поля в повітряному проміжку може бути наближено оцінена за відношенням цих величин. У пазовій конструкції, за умов інтенсивного режиму при густині струму обмотки близько 20 А/мм^2 , температура магнітів підвищується приблизно на $9,2^\circ\text{С}$ за хвилину через вихрові струми. У безпазовій конструкції за тих самих умов нагрів магнітів вихровими струмами через пульсації магнітного поля значно нижчий, що призводить до підвищення температури лише на приблизно 1...2 %. Якщо головним завданням є або зниження вартості виготовлення, або мінімізація пульсацій моменту, перевагу слід віддати безпазовій конструкції.

Зменшення нагрівання магнітів може бути досягнуто фрагментацією їх із розділенням фрагментів тонким шаром ізоляції. Так, для зменшення втрат від вихрових струмів у магнітному полюсі як у радіальній так і у аксіальній конструкції у три рази досить розділити магніт на чотири рівних частини, тобто зробити три перерізи. Відзначимо, що розділення магніту на дві частини зменшує втрати лише на 20%. Ці оцінки є досить точними при відношеннях активної довжини машини до полюсного поділу не менше 2,5. Для аксіальної конструкції МЕЛД наведена оцінка зменшення втрат від вихрових струмів в наслідок запровадження фрагментації магнітів вважається в межах інженерної точності за умов відношення середнього діаметра до активної довжини не менше 2 і вищенаведеної величини відношення активної довжини до середнього полюсного поділу.

Фрагментація магнітів з метою збільшення опору на шляху вихрових струмів за фізичним принципом подібна до виконання прорізів у масивному ярмі статора, але оскільки магнітна проникність сталевого ярма набагато більша ніж ця проникність у постійного магніту при близьких значеннях електропровідності цих матеріалів, співвідношення між відстанями між прорізами та співвідношення між розмірами фрагментів магнітного полюсу для аксіальної конструкції не мають аналогії.

Для вентиляційного розрахунку циліндричного безпазового МЕЛД з двома обертовими ярмами магнітопроводу обмотку в інтенсивному режимі слід представляти гомогенизованим середовищем за відомою методикою. Це дозволяє перейти до вісьосиметричної постановки задачі моделювання турбулентного обтікання охолоджуючим повітрям обмотки, а також зовнішнього ротора. Моделювання за допомогою програмного пакету «COMSOL Multiphysics» інтенсивного режиму (з густиною струму 20 A/mm^2) мікродвигуна з активною довжиною 20 мм і діаметром внутрішнього статора 40 мм показало високу ефективність набігаючого осьового потоку повітря, який вже за величини 10 м/с здатний підтримувати усталений перегрів біля $87,6^\circ\text{C}$, в той час як у комплексі з обертальним рухом зі швидкістю 3000 об./хв. цей перегрів зменшується до $46,6^\circ\text{C}$.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі розв'язано актуальні наукові та практичні задачі з проблеми розробки та проектування безпазових двигунів з масивним ярмом а також таких двигунів з двома обертовими ярмами, що використовуються у електроприводі спеціального призначення.

За результатами аналізу літературних джерел не виявлено достатньо глибокого вивчення проблеми, що була поставлена за мету дослідження. Фактично тільки 2 роботи безпосередньо торкалися даної проблеми – по одній для аксіальної та радіальної конструкції. Ще одна робота, хоча й присвячена електричній машині з масивним ярмом статора, але це ярмо має складну конструкцію, внаслідок чого може бути використане лише в потужних машинах і ніяк у мікромашинах або машинах малої потужності, які розглядаються в даному дослідженні. Далі неведені основні висновки досліджень, що відносяться до трьох конструкцій безпазових двигунів конкретних типорозмірів.

1. Конструкція з масивним ярмом статора може бути обрана для *безпазового магнітоелектричного моментного двигуна*, що значно здешевлює виробництво і прискорює підготовку виробництва, але ставить проблему зменшення втрат від вихрових струмів, що викликають додаткове нагрівання обмотки, значний гальмівний момент та в решті зниження коефіцієнту корисної дії. Зменшення втрат від вихрових струмів може бути в значній мірі нівельоване шляхом виконання прорізів у ярмі статора. Напрямок цих прорізів повинен співпадати з напрямком руху магнітного поля.

В *двигуні аксіальної конструкції* ширина смуг між прорізами повинна зменшуватись пропорційно середньому радіусу смуги. Для зменшення втрат не менше ніж у 5 разів необхідно зробити 5 прорізів. Вказане співвідношення справедливо для машин з відношенням різниці діаметрів магнітопроводу до його середнього діаметра не більше ніж 0,6. В двигуні радіальної конструкції немає такої жорсткої потреби виконувати прорізи з нерівномірними відстанями.

Іншим способом зменшення втрат від вихрових струмів є *виконання оптимальної кількості полюсів*. В двигуні радіального типу оптимальна кількість полюсів складає 6, 7. Виконання машини з такою кількістю полюсів дозволяє зменшити втрати в масивному магнітопроводі на 15% у порівнянні з восьмиполюсною машиною і на 40% - з шестиполюсною. Тобто виконання прорізів у магнітопроводі є набагато ефективнішим заходом, ніж тільки пошук оптимальної кількості полюсів, оскільки оптимізація числа полюсів має свою ясну межу, в той час як виконання прорізів обмежено тільки технологічними можливостями.

2. Фрагментація магнітів з метою зниження втрат від вихрових струмів приблизно підлягає тим же геометричним співвідношенням, що і виконання прорізів у масивному ярмі статора. Так, кількість фрагментів магнітів (окрім двох), зменшена на одиницю, приблизно показує, у скільки разів можна зменшити питомі втрати в матеріалі магніту.

3. Розроблено нову математичну модель на основі розв'язку рівнянь двовимірного магнітного поля для визначення обертового моменту за результатами розрахунку втрат на вихрові струми в масивному ярмі статора показала достатньо високу точність. Математичну модель перевірено порівнянням з даними експерименту на макеті статора, що знаходиться в обертовому полі постійних магнітів на роторі. Вплив кінцевого ефекту на похибку двовимірного моделювання оцінено за допомогою порівняння з тривимірним моделюванням. Для відносної довжини дослідженої в експерименті фізичної моделі і досліджених двигунів розрахункова похибка складає біля 2%.

Наближена методика розрахунку обертового моменту двигуна аксіальної конструкції з масивним ярмом статора з введенням емпіричних коефіцієнтів теж показала достатню точність за перевіркою на основі моделювання тривимірного магнітного поля.

4. Досліджено нову конструкцію безпазового двигуна з зовнішнім ротором та обома обертовими ярмами магнітопроводу започатковану в Інституті електродинаміки НАН України. Розрахункове порівняння вищезгаданої конструкції з серійним середньообертовим (6000 об./хв.) двигуном аналогічного типорозміру,

але із зубчастим статором показало у нової конструкції зменшення обертового моменту у 2,3 рази, зменшення пульсацій магнітної індукції в повітряному проміжку у 7,1 рази, швидкість нагрівання магнітів в інтенсивному режимі у 9 разів. Низьке значення пульсацій і повільне нагрівання магнітів роблять перспективним використання двигуна нової конструкції в системах управління.

5. Моделювання повітряного охолодження зустрічним потоком безпазового двигуна з обома обертовими ярмами в інтенсивному режимі з густиною струму в провідниках 20 A/mm^2 дало припустимі значення температури для ізоляції класу F в тривалому режимі.

6. Результати дисертаційної роботи спрямовані на застосуванні в техніці спеціального призначення, але можуть бути використані при проектуванні точних електроприводів малої потужності в загальнопромисловій сфері.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Андриевская А. Е. Теория магнитных явлений: Магнитные материалы, их испытание и практическое применение. Киев: АН УССР. Ин-т электродинамики. 1977. 186 с.
2. Антонов А. Е., Киреев В. Г. Создание оптимальных беспазовых магнитоэлектрических двигателей. *Технічна електродинаміка*. 2003, № 4. С. 38–40.
3. Антонов А. Е., Петухов И. С. Потери на вихревые токи в обмотке беспазовой электрической машины. *Технічна електродинаміка*. 2010, № 4. С. 38–42.
4. Антонов А. Е., Петухов И. С. Сравнительный анализ систем возбуждения электромеханических преобразователей. *Технічна електродинаміка*. 2007, № 6. С. 44–47.
5. Антонов А. Е. Электрические машины магнитоэлектрического типа. Киев: Компас. 2011. 216 с. ISBN 978-966-02-5910-2.
6. Гребеніков В. В., Павлов В. Б., Гамалія Р. В., Попков В. С., Бондаренко С. Г. Порівняльний аналіз характеристик електродвигунів з постійними магнітами для електромобілів. *Технічна Електродинаміка*. 2024, № 5. С. 42–47. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.042>.
7. Ісаєв Є. В., Петухов І. С. Обертальний момент безпазового моментного двигуна з постійними магнітами та масивним магнітопроводом статора. *Технічна електродинаміка*. 2024, Вип. 2024, № 5. С. 36–41. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.036>.
8. Мешков Ю. Я., Котречко С. А., Шиян А. В. Механическая стабильность металлов и сплавов. Киев: Наук. думка. 2014. 280 с.
9. Муляр В. С. Теоретичні основи електротехніки. Електричні кола. Львів: Вид-во Львівської політехніки. 2012. 312 с.
10. Петухов І. С., Акинін К. П., Кіреєв В. Г., Лавриненко В. А. Вплив спектру струму живлення на пульсації обертального моменту безпазового моментного двигуна з постійними магнітами. *Технічна електродинаміка*. 2023, No. 6. Рр. 43–46. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.06.036>.
11. Петухов І. С., Кіреєв В. Г., Акинін К. П., Лавриненко В. А. Вплив числа фаз обмотки обертання на структуру та властивості електричної машини з триступеневим ротором. *Технічна електродинаміка*. 2023, № 2. С. 45–52. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2023.02.045>.

12. Постников И. М. Проектирование электрических машин. Киев: Гостехиздат УССР. 1960. 910 с.
13. Постников И. М., та ін. Теория и методы расчета асинхронных турбогенераторов. Киев: Наукова Думка. 1977. 178 с.
14. Ткачук В. І., Біляковський І. Є., Макарчук О. В., Каша Л. В., Грещук О. В. Теорія та синтез вентильних двигунів постійного струму. Львів: Видавництво Львівської політехніки. 2011. 288 с.
15. ТУ. Сталь 20: характеристики, властивості, аналоги - Метінвест. URL: <https://metinvestholding.com/ua/products/steel-grades/20>. (дата звернення: 19.12.2024).
16. Ahn J., Han C., Kim C., Choi J. Rotor Design of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motors Considering Rotor Magnet and Sleeve Materials. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2018, Vol. 28, No. 3. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TASC.2017.2786690>.
17. Alotto P., Barcaro M., Bianchi N., Guarnieri M. Optimization of Interior PM Motors With Machaon Rotor Flux Barriers. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2011, Vol. 47, No. 5. Pp. 958–961. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2073450>.
18. Ayat S., Liu H., Kulan M., Wrobel R. Estimation of Equivalent Thermal Conductivity for Electrical Windings with High Conductor Fill Factor. *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2018, Pp. 6529–6536. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE.2018.8557534>.
19. Bertotti G., Boglietti A., Chiampi M., Chiarabaglio D., Fiorillo F., Lazzari M. An improved estimation of iron losses in rotating electrical machines. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1991, Vol. 27, No. 6. Pp. 5007–5009. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.278722>.
20. Bertotti G., Pasquale M. Physical interpretation of induction and frequency dependence of power losses in soft magnetic materials. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1992, Vol. 28, No. 5. Pp. 2787–2789. DOI: <https://doi.org/10.1109/20.179627>.
21. Bianchi N., Bolognani S., Luise F. High speed drive using a slotless PM motor. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2006, Vol. 21, No. 4. Pp. 1083–1090. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2006.876824>.
22. Boldea I., Nasar S. A. Unified treatment of core losses and saturation in the orthogonal-axis model of electric machines. *IEE Proceedings B (Electric Power Applications)*. 1987, Vol. 134, No. 6. Pp. 355–363. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-b.1987.0054>.

23. Bose B. K. Modern power Electronics and AC Drives. Prentice Hall PTR. 2002. 712 p.
24. Caricchi F., Maradei F., De Donato G., Giulii Capponi F. Single phase permanent-magnet generator with low armature reaction for induction heating gen sets. *2008 18th International Conference on Electrical Machines*. 2008, Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2008.4799853>.
25. Caricchi F., Maradei F., De Donato G., Giulii Capponi F. Axial-Flux Permanent-Magnet Generator for Induction Heating Gensets. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2010, Vol. 57, No. 1. Pp. 128–137. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2009.2028292>.
26. Carlier H., Gyselinck J. Homogenization of the Winding in Thermal Finite Element Modelling of Electrical Machines. 2019, P. 5. DOI: <https://doi.org/10.1109/EV.2019.8893048>.
27. Chattopadhyay R., Islam M. S., Mikail R., Husain I. Slotless Motor with Active Metal Brazed Copper Winding for High Power Density Applications. *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2022, Pp. 1–7. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE50734.2022.9948146>.
28. Cheng W., Cao G., Deng Z., Xiao L., Li M. Torque Comparison Between Slotless and Slotted Ultra-High-Speed AFPM Motors Using Analytical Method. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2022, Vol. 58, No. 2. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2021.3081175>.
29. Choe J., Kwon H., Kim H., Koo D., So H. Structural effects of asymmetric magnet shape on performance of surface permanent magnet synchronous motors. *Scientific Reports*. 2024, Vol. 14, No. 1. P. 3976. DOI: <https://doi.org/10.1038/s41598-023-50366-z>.
30. Crowther L. J., Porzig K., Hadimani R. L., Brauer H., Jiles D. C. Calculation of Lorentz Forces on Coils for Transcranial Magnetic Stimulation During Magnetic Resonance Imaging. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2012, Вып. 48, № 11. С. 4058–4061. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2012.2202888>.
31. Dave N., Vakil G., Xu Z., Gerada C., Zhang H., Gerada D. Comparison of slotted and slotless PM machines for high kW/kg aerospace applications. *2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2020, Pp. 609–613. DOI: <https://doi.org/10.23919/ICEMS50442.2020.9291221>.
32. Demir Y., Onsal M., Aydin M. Effect of Radial and Axial Magnet Segmentation on PM Eddy Current Losses for Brushless Synchronous Motors. *2023 IEEE International Magnetic Conference - Short Papers (INTERMAG Short Papers)*. 2023,

33. Denis L., Paakkunainen E., Rasilo P., Schöps S., Vanderheyden B., Geuzaine C. Magnetic Field Conforming Formulations for Foil Windings. arXiv:2504.11191. 2025. URL: <http://arxiv.org/abs/2504.11191>.
34. Friedrich L. A. J., Gysen B. L. J., Jansen J. W., Lomonova E. A. Analysis of Motional Eddy Currents in the Slitted Stator Core of an Axial-Flux Permanent-Magnet Machine. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2020, Vol. 56, No. 2. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2953625>.
35. Gieras J., Wang R.-J., Kamper M. Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines. 2008. 340 p. ISBN 978-1-4020-6993-2.
36. Gyselinck J., Dular P. Frequency-domain homogenization of bundles of wires in 2-D magnetodynamic FE calculations. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2005, Vol. 41, No. 5. Pp. 1416–1419. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2005.844534>.
37. Gyselinck J., Sabariego R. V., Dular P. Time-Domain Homogenization of Windings in 2-D Finite Element Models. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2007, Vol. 43, No. 4. Pp. 1297–1300. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.892408>.
38. Hanselman D. C. Brushless Permanent Magnet Motor Design. Cranston, RI: The Writers' Collective. 2003. 392 p. ISBN 978-1-932133-63-9.
39. Hashin Z., Shtrikman S. A variational approach to the theory of the elastic behaviour of multiphase materials. *Journal of the Mechanics and Physics of Solids*. 1963, № 11(2). C. 127–140.
40. Hong H., Lee J.-K., Jung D.-H., Lee J., Kim H. Comparative Study on Electromagnetic Performance of Slotted and Slotless PM Synchronous Motors According to Aspect Ratios. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2025, Vol. 61, No. 6. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2025.3545821>.
41. Horvath D., Howard R., Pekarek S. Lorentz Force/Torque Calculation in 2-D Method of Moments. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2020, Вып. 56, № 8. С. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2020.3002982>.
42. Hua Y., Wang C., Liu Y., Zhang Z., Kong X., Han J. Comparative Study of High Torque Density Spoke-Type PM In-Wheel Motors for Special Vehicle Traction Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2022, Vol. 58, No. 2. Pp. 1952–1962. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3141698>.
43. Hwang S.-W., Lim M.-S., Hong J.-P. Hysteresis Torque Estimation Method Based on Iron-Loss Analysis for Permanent Magnet Synchronous Motor. *IEEE Trans-*

- actions on Magnetism*. 2016, Vol. 52, No. 7. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2528998>.
44. Idoughi L., Mininger X., Bouillault F., Bernard L., Hoang E. Thermal Model With Winding Homogenization and FIT Discretization for Stator Slot. *IEEE Transactions on Magnetism*. 2011, Vol. 47, No. 12. Pp. 4822–4826. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2159013>.
 45. Jang S.-M., Park H.-I., Choi J.-Y., Ko K.-J., Lee S.-H. Magnet Pole Shape Design of Permanent Magnet Machine for Minimization of Torque Ripple Based on Electromagnetic Field Theory. *IEEE Transactions on Magnetism*. 2011, Vol. 47, No. 10. Pp. 3586–3589. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2151846>.
 46. Kireyev V. G., Akinin K. P. Features of the development of slotless brushless magnetoelectric torque motors. *Praci Institutu elektrodinamiki Nacìonal'noì akademii nauk Ukraìni*. 2022, Vol. 2022, No. 63. Pp. 31–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.031>.
 47. Mayergoyz I. D. Mathematical models of hysteresis and their applications. New York: Aca. Pre. 2003. 498 p.
 48. Metinvest. Вуглецева сталь: класифікація, маркування, застосування. *Metinvest*. URL: <https://metinvest-smc.com/ua/articles/uglerodistaya-stal-klassifikaciya-markirovka-primenenie/>. (дата звернення: 19.12.2024).
 49. Miller J. R. H. & T. J. E. Design of Brushless Permanent-Magnet Machines. Venice, Florida: Motor Design Books LLC. 2010. 822 p. ISBN 978-0-9840687-0-8.
 50. Min S. G., Sarlioglu B. Advantages and Characteristic Analysis of Slotless Rotary PM Machines in Comparison With Conventional Laminated Design Using Statistical Technique. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2018, Vol. 4, No. 2. Pp. 517–524. DOI: <https://doi.org/10.1109/TTE.2018.2810230>.
 51. Mujianto A., Nizam Muh., Inayati. Comparison of the slotless brushless DC motor (BLDC) and slotted BLDC using 2D modeling. *2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS)*. 2014, Pp. 212–214. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEECS.2014.7045248>.
 52. Nakano M., Kometani H. A study on eddy-current losses in rotors of surface permanent magnet synchronous machines. *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. 2004, Pp. 1696–1702 Vol. 3. DOI: <https://doi.org/10.1109/IAS.2004.1348699>.
 53. Niasar A. H., Ghanbari A., PirZadeh A. An improved analytical dynamic modeling of hysteresis motor. *2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*. 2016, Pp. 879–884. DOI: <https://doi.org/10.1109/IranianCEE.2016.7585644>.

54. Onsal M., Demir Y., Aydin M. Impact of Asymmetric and Symmetric Overhangs on Torque Quality and Axial Magnetic Force Computations in Surface Mounted PM Synchronous Motors. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2022, Vol. 58, No. 2. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2021.3090459>.
55. Ostroverkhov M., Chumack V., Kovalenko M., Ihnatiuk Y. Magnetolectric Generator with Magnetic Flux Shunting for Electric Power Complexes. *2022 IEEE 8th International Conference on Energy Smart Systems (ESS)*. 2022, Pp. 160–164. DOI: <https://doi.org/10.1109/ESS57819.2022.9969246>.
56. Paulides J. J. H., Meessen K. J., Lomonova E. A. Eddy-Current Losses in Laminated and Solid Steel Stator Back Iron in a Small Rotary Brushless Permanent-Magnet Actuator. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008, Vol. 44, No. 11. Pp. 4373–4376. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2008.2001996>.
57. Petukhov I. S., Isaiev Ye. V. Torque and magnet heating in a surface-mounted pm motor: comparison between slotted and slotless stator design. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2026, No. 1. Pp. 032–032. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2026.01.032>.
58. Petukhov I., Kireyev V. G., Akinin K. P., Lavrinenko V. A. Decreasing torque ripple of a slotless permanent magnet torque motor using a double-layer winding. *Tekhnichna Elektrodinamika*. 2024, Vol. 2024, No. 4. Pp. 57–62. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.04.057>.
59. Petukhov I. S. Harmonic Balance Method and Convergence of the 2-D Nonlinear Eddy Current Problem. *2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. 2019, Pp. 185–190. DOI: <https://doi.org/10.1109/ELNANO.2019.8783706>.
60. Petukhov I. S. Computation of Periodic Magnetic Field in Ferromagnetic Conductive Medium and Supply Current Harmonics by Using Harmonic Balance Finite Element Method. *Tekhnichna Elektrodinamika*. 2017, Vol. 2017, No. 5. Pp. 18–22. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.05.018>.
61. Puranen J. Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor in Motion Control Applications: A Comparative Study. .
62. Purcell E. M., Morin D. J. Electricity and Magnetism. Cambridge (UK): Cambridge University Press. 2013. 844 p. ISBN 978-1-107-01402-2.
63. Pyrhonen J., Jokinen T., Hrabovcova V. Design of Rotating Electrical Machines. Chichester: Wiley. 2009. 538 p. ISBN 978-0-470-69516-6.
64. Rasid M. A. H., Ospina A., Benkara K. B., Lanfranchi V. A 3D Thermal Model of SynRM with Segmented Rotor Considering Anisotropic Conductivity. *2021 IEEE*

- 12th Energy Conversion Congress & Exposition - Asia (ECCE-Asia)*. 2021, Pp. 1816–1822. DOI: <https://doi.org/10.1109/ECCE-Asia49820.2021.9479077>.
65. Repetto M., Uzunov P. Analysis of Hysteresis Motor Starting Torque Using Finite Element Method and Scalar Static Hysteresis Model. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2013, Vol. 49, No. 5. Pp. 2405–2408. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2239972>.
66. Romanazzi P., Ayat S., Wrobel R., Howey D. A. 3D homogenisation of concentrated windings with rectangular conductors. *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. 2017, Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2017.8002178>.
67. Sabariego R. V., Dular P., Gyselinck J. Time-Domain Homogenization of Windings in 3-D Finite Element Models. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2008, Vol. 44, No. 6. Pp. 1302–1305. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2007.915908>.
68. Sabariego R. V., Martinez W., Kuo-Peng P., Gyselinck J. Analysis of Electrothermal Homogenization for the Fast and Accurate Modeling of Windings in Power Electronics Magnetic Components. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2024, Vol. 60, No. 3. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2023.3326273>.
69. Sahdev S. K. *Electrical Machines*. Cambridge: Cambridge University Press. 2017. 974 p. ISBN 978-1-108-43106-4.
70. Scorpion Power System Ltd. Scorpion SII-4020-630KV - Scorpion Power System. URL: https://www.scorpionsystem.com/catalog/aeroplane/motors_1/sii-40/SII_4020-630/. (дата звернення: 22.03.2026).
71. Shen J., Wang C., Miao D., Jin M., Shi D., Wang Y. Analysis and optimization of a modular stator core with segmental teeth and solid back iron for pm electric machines. *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. 2011, Pp. 1270–1275. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEMDC.2011.5994787>.
72. Simpson N., Wrobel R., Mellor P. H. Estimation of Equivalent Thermal Parameters of Impregnated Electrical Windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2013, Vol. 49, No. 6. Pp. 2505–2515. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2013.2263271>.
73. Slutskiy D., Aung S. H., Basnet S. Comparison of Axial and Radial Flux Permanent Magnet Machines. *2022 North American Power Symposium (NAPS)*. 2022. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/https://doi.org/10.1109/NAPS56150.2022.10012265>.
74. Srichiangsa T., Kveeyarn K., Wattanasophon S., Ouitrakul S. A Conversion and Test Results of Slotted to Slotless Brushless DC Motors. *2023 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*.

2023, Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/ITECAsia-Pacific59272.2023.10372206>.

75. Sun S., Jiang F., Li T., Xu B., Yang K. Comparison of A Multi-Stage Axial Flux Permanent Magnet Machine With Different Stator Core Materials. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2020, Vol. 30, No. 4. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/TASC.2020.2990761>.
76. Sun S., Jiang F., Li T., Xu B., Yang K. Design and Optimization of a Novel Axial-Radial Flux Permanent Magnet Machine. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2020, Vol. 30, No. 4. Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/TASC.2020.2984222>.
77. Sun Z., Wang Q., Qian Z., Chen Q., Deng W., Li G. A Knotted-Ribbon Model for Estimation of Anisotropic Thermal Conductivities of Windings with Rectangular Wires. *2023 11th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2023 - ECCE Asia)*. 2023, Pp. 2367–2373. DOI: <https://doi.org/10.23919/ICPE2023-ECCEAsia54778.2023.10213519>.
78. Tang Y., Cai W., Chai F., Xie Y., Gao J. Influence of MMF Space Harmonic on PM Eddy- Current Losses in a Modular Fault-Tolerant In-Wheel Motor under Open-Circuit Faulty Operations. *2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*. 2024, C. 249–254. DOI: <https://doi.org/10.1109/CIEEC60922.2024.10583058>.
79. Toda, H., Xia Z., Wang J., Atallah, K., Howe D. Rotor Eddy-Current Loss in Permanent-Magnet Brushless AC Machines. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2004, Vol. 46, No. 7. Pp. 2701–2707. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2010.2042963>.
80. Verbeek N., Favresse S., Baudart F., Dehez B. Estimation of Equivalent Thermal Conductivity of PCB Airgap Windings. *2022 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2022, Pp. 1362–1368. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEM51905.2022.9910744>.
81. Wiener O. Die Theorie des Mischkorpers fur das Feld der stationaren Stromung. *Abhandlungen der Sachsichen Gesellschaft der Akademischen Wissenschaften in Mathematik und Physik*. 1912, № 32. C. 507–604.
82. Wrobel R., Mecrow B., Benarous M. Thermal Evaluation of a Short-Operating-Duty Dual-Lane Fault-Tolerant Actuator for Aerospace Applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2023, Vol. 59, No. 4. Pp. 4083–4094. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2023.3269019>.
83. Xiao Y., Zhu Z. Q., Chen J. T., Wu D., Gong L. M. A Novel V-shape Interior Permanent Magnet Synchronous Machine with Asymmetric Spoke-type Flux Barri-

- er. *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2020, Pp. 382–388. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICEM49940.2020.9270679>.
84. Yamazaki K., Takaki Y. Iron Loss Analysis of Permanent Magnet Motors by Considering Minor Hysteresis Loops Caused by Inverters. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2019, Vol. 55, No. 6. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2019.2903128>.
85. Yi X., Yang T., Xiao J., Miljkovic N., King W. P., Haran K. S. Equivalent Thermal Conductivity Prediction of Form-Wound Windings With Litz Wire Including Transposition Effects. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2021, Vol. 57, No. 2. Pp. 1440–1449. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2021.3053500>.
86. Yoshida Y., Nakamura K., Ichinokura O. Calculation of eddy current loss in permanent magnet motor caused by carrier harmonics based on reluctance network analysis. *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*. 2013, Pp. 1–6. DOI: <https://doi.org/10.1109/EPE.2013.6631849>.
87. Zhao J., He W., Fu W., Ding Y., Guo Y. Comparative Studies on Performances of Slotted and Slotless High-Speed PMBLDC Motors. *IEEE Access*. 2024, Vol. 12. Pp. 13431–13441. DOI: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2024.3355950>.
88. Zhao W., Lipo T. A., Kwon B.-I. Comparative Study on Novel Dual Stator Radial Flux and Axial Flux Permanent Magnet Motors With Ferrite Magnets for Traction Application. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2014, Vol. 50, No. 11. Pp. 1–4. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2014.2329506>.
89. Zhou L., Guo F., Wang H., Wang B. High-Torque Direct-Drive Machine with Combined Axial- and Radial-flux Out-runner Vernier Permanent Magnet Motor. *2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*. 2021, Pp. 1–8. DOI: <https://doi.org/10.1109/IEMDC47953.2021.9449499>.
90. Zhou R., Li G., Wang Q., He J. Torque Calculation of Permanent-Magnet Spherical Motor Based on Permanent-Magnet Surface Current and Lorentz Force. *IEEE Transactions on Magnetics*. 2020, Вып. 56, № 5. С. 1–9. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2020.2976039>.
91. Zienkiewicz O. C., Morgan K. Finite elements and approximation. New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore: John Wiley & Sons. 1983. 320 p.
92. Zirka S. E., Moroz Y. I., Chiesa N., Harrison R. G., Høidalen H. Kr. Implementation of Inverse Hysteresis Model Into EMTP—Part I: Static Model. *IEEE Transactions on Power Delivery*. 2015, Vol. 30, No. 5. Pp. 2224–2232. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2416201>.
93. Zirka S. E., Moroz Y. I., Chiesa N., Harrison R. G., Høidalen H. Kr. Implementation of Inverse Hysteresis Model Into EMTP—Part II: Dynamic Model. *IEEE Trans-*

- actions on Power Delivery*. 2015, Vol. 30, No. 5. Pp. 2233–2241. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2015.2416199>.
94. Ansys Motor-CAD | Electromechanical Design Software. URL: <https://www.ansys.com/products/electronics/ansys-motor-cad>. (дата звернення: 22.03.2026).
95. COMSOL: Multiphysics Software for Optimizing Designs. *COMSOL*. URL: <https://www.comsol.com/>. (дата звернення: 08.07.2025).
96. Simcenter MAGNET. *Siemens Digital Industries Software*. URL: <https://plm.sw.siemens.com/en-US/simcenter/electromagnetics-simulation/magnet/>. (дата звернення: 19.11.2025).
97. Simcenter Motorsolve for Electric Motor Design. *ADT SYSTEMS*. URL: <https://www.adtsystems-ap.com/simcenter-motorsolve>. (дата звернення: 22.03.2026).
98. Slotted vs Slotless Motors | Technical Papers | Celera Motion. *Applimotion Direct Drive Motors*. URL: <https://www.celeramotion.com/frameless-motors/support/technical-papers/slotless-vs-slotted-motors/>. (дата звернення: 14.06.2025).

ДОДАТОК А

Список публікацій здобувача

1. Ісаєв Є. В., Петухов І. С. Обертальний момент безпазового моментного двигуна з постійними магнітами та масивним магнітопроводом статора. *Технічна електродинаміка*. 2024. Вип. 2024, № 5. С. 36–41.
2. Петухов І. С., Кіреєв В. Г., Акінін К. П., Ісаєв Є. В. Дослідження втрат та обертального моменту безпазового магнітоелектричного двигуна з масивним осердям статора. *Технічна електродинаміка*. 2025. № 4. С. 074–074.
3. Petukhov I. S., Isaiev Ye. V. Torque and magnet heating in a surface-mounted pm motor: comparison between slotted and slotless stator design. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2026. № 1. С. 032–032.
4. Petukhov I. S., Kireyev V. G., Akinin K. P., Isaiev Ye. V. Torque of a slotless axial-flux permanent magnet torque motor with solid slitted stator yoke. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2025. № 3. С. 031–031.

Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на XIV міжнародній конференції «Проблеми сучасної електротехніки» – ПСЕ 2024 (Київ: 25-27 червня 2024 р., форма участі – доповідь, публікація тез).

Виступ на семінарі наукової ради «Наукові основи електроенергетики» - «Автоматизовані електромеханічні системи та генеруючі машинно-вентильні комплекси автономних енергоустановок», червень 2026 р., доповідь: «Втрати в безпазових магнітоелектричних машинах (за матеріалами дисертаційної роботи).