

ОБЕРТАЛЬНИЙ МОМЕНТ БЕЗПАЗОВОГО МОМЕНТНОГО ДВИГУНА З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ ТА МАСИВНИМ МАГНІТОПРОВОДОМ СТАТОРА

Є.В. Ісаєв, І.С. Петухов*, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: igor_petu@ukr.net.

Розглянуто властивості масивного магнітопроводу статора безпазового моментного двигуна з постійними магнітами. Зазначено, що масивний магнітопровід за умов низької швидкості обертання має деякі переваги перед традиційним шихтованим магнітопроводом. Ці переваги полягають у здешевленні конструкції, її компактності та швидкості підготовки виробництва. Сформульовано припущення математичної моделі та обмеження вхідних даних. Обрано модель статичного магнітного поля з рухомих електропровідних середовищем. Двовимірну модель реалізовано в інтерфейсі «Magnetic fields» комплексу «COMSOL Multiphysics». Отримано максимальні значення обертального моменту та винайдено оптимальну кількість пар полюсів. Використано метод розрахунку обертального моменту за втратами на вихрові струми у магнітопроводі. Розраховано спадання обертального моменту зі збільшенням швидкості обертання ротора. Для уточнення результатів двовимірної моделювання за допомогою тривимірної моделі отримано коефіцієнти корекції максимального моменту. Бібл. 5, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: моментний двигун, постійні магніти, масивний магнітопровід, вихрові струми, електричні втрати.

Вступ. Моментний двигун (МД) – це електрична машина, режим роботи якої характеризується низькою частотою обертання, а також, можливо, в деякі проміжки часу зупинкою зі збереженням на валу номінального значення обертального моменту. Якщо зниження швидкості обертання може бути досягнуто застосуванням редуктора, то забезпечення статичного режиму із створенням номінального моменту на валу протягом завданого терміну потребує проектування електричної машини на саме такий режим незалежно від наявності чи відсутності редуктора.

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 масогабаритні показники у порівнянні з традиційною пазовою конструкцією, простіша технологічно та має меншу пульсацію обертального моменту. Тому електроприводи на базі безпазових машин використовуються у системах спостереження, стеження та супроводження [1]. Для безпазових електричних машин не треба дотримуватися відношення полюс/паз, що є обов'язковим для машин з пазами в шихтованому магнітопроводі статора [2]. В багатьох випадках вимоги до простоти конструкції та її дешевизни 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 дає змогу виготовити магнітопровід статора (фактично ярмо, оскільки розглядається безпазова конструкція) масивним без використання традиційної для промислової частоти шихтованої конструкції [3]. Виконання ярма статора масивним викликає необхідність аналізувати вплив вихрових струмів на обертальний момент двигуна, який неминуче зменшується зі зростанням швидкості обертання. Додатковим фактором, що зменшує виробничі витрати, є застосування винятково магнітів стандартної прямокутної форми.

Тому **метою даної роботи** обрано дослідження впливу масивного ярма статора на характеристики безпазового моментного двигуна циліндричного типу з постійними магнітами прямокутної форми за умов швидкості обертання до 60 об./хв.

© Ісаєв Є.В., Петухов І.С., 2024

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0003-1416-1174>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

Структура машини та математична модель. Як об'єкт 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;
- явище гістерезису в магнітопроводі статора нехтується;
- 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.

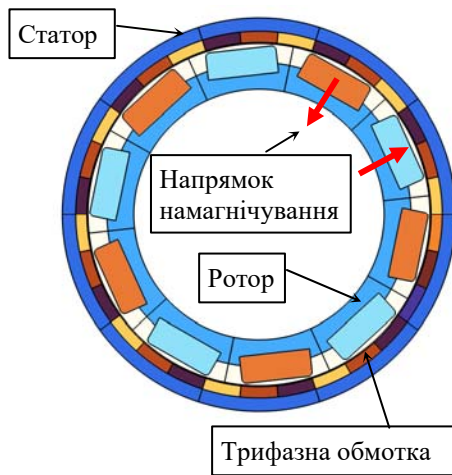


Рис. 1. Поперечний переріз активної зони

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 (електричні градуси)	140
Матеріал магніту	BMN-42EH/ST
Щільність струму обмоток	5 А/мм ²
Коефіцієнт заповнення міддю	0,5

терфейс «*Magnetic fields*» програмного комплексу "COMSOL Multiphysics", що враховує рух електропровідного середовища [4]. Задля розрахункового дослідження обмежимося моделюванням двовимірного поля у поперечному перерізі. Двовимірне моделювання не враховує послаблення магнітного поля в торцевих областях ротора, так званий, кінцевий ефект. Таким чином отримуємо значення мо-

Поперечний переріз активної зони машини, що розробляється в Інституті електродинаміки, наведено на рис. 1. Магніти обрано прямокутного перерізу з радіальним намагнічуванням. Хоча виконання магнітів з круглою поверхнею, що обернена до повітряного проміжку, дає змогу отримати дещо більшу магнітну індукцію, така конфігурація магнітів суттєво збільшує вартість конструкції [1]. Геометричні розміри активної зони та інші дані двигуна наведено в таблиці. Слід відзначити, що 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... ,8 Тл.

Основним параметром, що підлягає дослідженню у відповідності до мети, є паразитний момент від дії вихрових струмів в статорі та його вплив на основний момент двигуна. Окрім цього важливим параметром є число пар полюсів. Від числа пар полюсів за заданої частоти обертання ротора залежить частота живлення обмотки, а також, внаслідок використання прямокутних магнітів, повітряний проміжок вздовж осі намагнічування магніту (рис. 2), який суттєво збільшується за меншої кількості полюсів.

Максимальний момент, що може створити двигун за умов заданої густини струму, можна визначити в статичному режимі. Оскільки вихрові струми в елементах магнітопроводу ротора нехтуються, магнітне поле в області ротора та обмотки статора є магнітостатичним. Задля 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 ін-

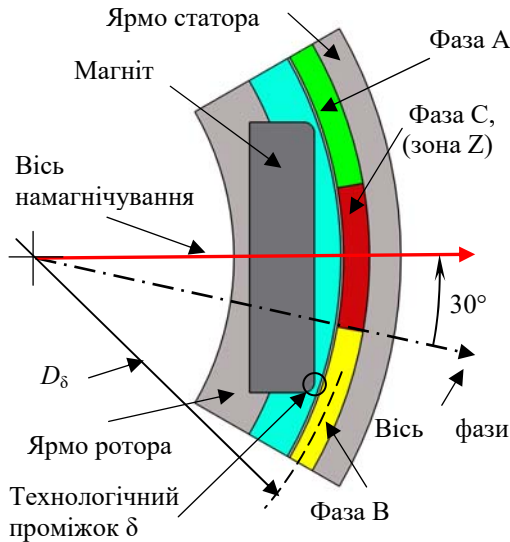


Рис. 2 Поперечний переріз полюсного поділу ($p=3$, вісь фази А відстає від осі намагнічування на 30 електричних градусів)

товій системі координат (x, y) будуть мати вигляд

$$\begin{cases} v_x = -\omega_R y \\ v_y = \omega_R x \end{cases} \quad (4)$$

Поперечний переріз полюсного поділу шестиполюсного двигуна наведено на рис. 2. За зовнішніми поверхнями ротора та статора було розташовано області з повітряним середовищем відповідних розмірів (за статором було розташовано також шар з нескінчених елементів [4]), які на рисунку не показано. Задля визначення максимального моменту будемо вважати ротор зупиненим. Трифазна система струмів, що формується системою керування і живить обмотку статора, має в складі початкові фази ψ_I, ψ_{I0}

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin(p\omega_R t + \psi_{I0} + \psi_I) \\ i_B &= I_m \sin(p\omega_R t + \psi_{I0} + \psi_I - 2/3\pi), \\ i_C &= I_m \sin(p\omega_R t + \psi_{I0} + \psi_I - 4/3\pi) \end{aligned} \quad (5)$$

де p – число пар полюсів. У прикладі розташування фаз обмотки, зображеного на рис. 1, початкова фаза ψ_{I0} повинна складати -30 електричних градусів задля забезпечення випередження вектором МРС вектору намагнічування ротора на 90 електричних градусів.

Обчислення втрат в масивному електропровідному середовищі неможливо без врахування нелінійності його характеристики намагнічування. Для апроксимації цієї характеристики використовувався монотонна аналітична дробово-раціональна функція, що апроксимує відповідну залежність відносної магнітної проникності μ від магнітної індукції, а саме

$$\mu = 1 + \frac{\mu_{\max}}{1 + (\|\mathbf{B}\| / B_s)^m}, \quad (6)$$

де μ_{\max} – магнітна проникність ненасиченого середовища; B_s – значення індукції, близьке до точки перегинання характеристики намагнічування; m – коефіцієнт. Для конструкційної сталі значення μ_{\max}, B_s та m становлять відповідно 1000; 1,44 та 6,6 і забезпечують похибку апроксимації не більше 3% в діапазоні 1,0 ... 1,8 Тл, де вплив насичення на розподіл магнітного поля та вихрових струмів найбільш значний.

Результати обчислень. Момент для статичного положення ротора обчислювався за тензором поверхневого натягу Максвелла за алгоритмом, що входить до інтерфейсу «*Magnetic fields*» [comsol]. За пробну поверхню обиралися частини поверхонь магніту та магнітопроводу ротора, що є прилеглими до повітряного проміжку. Слід зазначити, що обчислення моменту можна виконувати і за пове-

менту більше, ніж реальне. Але скоригувати отримані результати 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 $\mathbf{A} = (0, 0, A_z)$. Система рівнянь стаціонарного магнітного поля з урахуванням руху середовища має вигляд

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}_z + \sigma(\mathbf{v} \times \mathbf{B}), \quad (1)$$

$$\mathbf{B} = f(\|\mathbf{H}\|) \frac{\mathbf{H}}{\|\mathbf{H}\|}, \quad (2)$$

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}, \quad (3)$$

де ∇ – оператор Гамільтона; \mathbf{H} – вектор напруженості магнітного поля; \mathbf{J}_z – щільність струму обмотки; σ – електропровідність сталі статора; \mathbf{v} – вектор швидкості середовища; \mathbf{B} – вектор магнітної індукції; $f(\|\mathbf{H}\|)$ – функція, що відображає криву намагнічування сталі $B=f(H)$. Якщо позначити кутову швидкість ротора ω_R , складові вектору швидкості \mathbf{v} у рівнянні (1) у декар-

рхнею елементів статора, які прилегли до повітряного проміжку. Залежність моменту від фази ψ_l наведено на рис. 3. З графіків видно, 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. Ця тенденція пояснюється зростанням середнього повітряного проміжку зі зменшенням числа пар полюсів, що можна простежити на рис. 2 для випадку $p = 3$. До того ж, зі зростанням кількості полюсів зростає відношення активної довжини машини до полюсного поділу, що зменшує вплив кінцевого ефекту [1, 5].

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

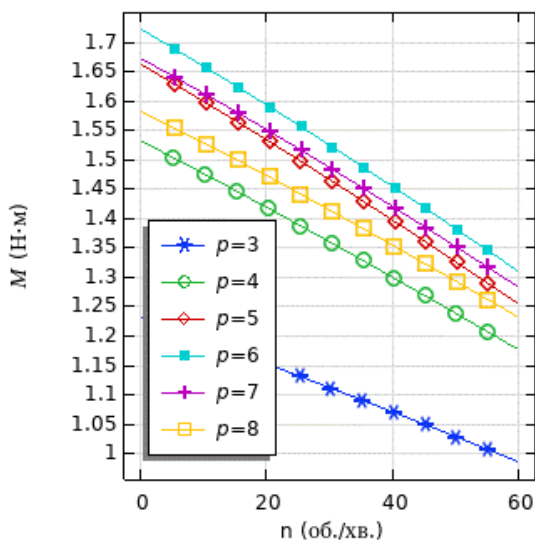


Рис. 4. Обертальний момент в залежності від швидкості обертання

було виконано розрахунок максимального статичного моменту з урахуванням впливу скінченної довжини ротора. Моделювання виконувалося для області, що відображає два полюсних поділи половини в осьовому напрямку активної зони машини з обмоткою однієї фази статора (рис. 5). При цьому струм в обмотці підвищувався у 1,5 рази, що моделювало максимальне значення МРС трифазної обмотки і відповідне насичення магнітопроводу. Обмотку було розташовано таким чином, щоб її поле було ортогонально полю магнітів (було спрямовано по лінії симетрії між магнітами, рис. 5), що забезпечувало отримання максимального моменту.

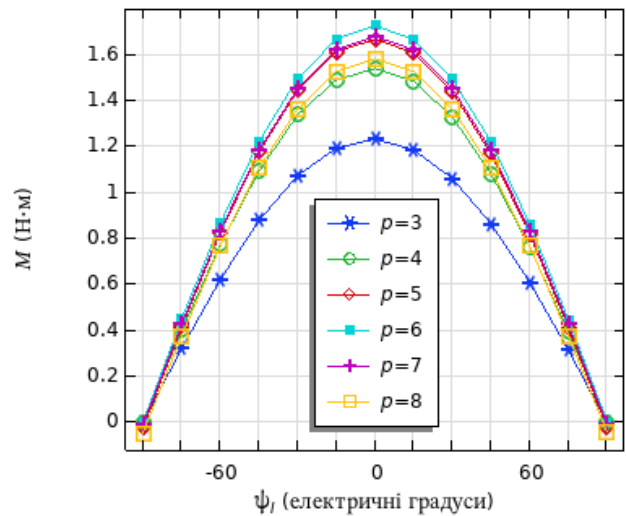


Рис. 3. Обертальний момент в залежності від фази струму живлення

$$M_{Loss} = \frac{1}{\omega_R} \int_{\Omega_s} p_{Loss} d\Omega. \quad (6)$$

Результуючий обертальний 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 наведено на рис. 4. Лінійний характер графіків моменту відображає той факт, що втрати на вихрові струми квадратично залежать від частоти зміни поля. 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 обертального моменту зі зростанням швидкості у багатополюсних ($p = 7, p = 8$) виконаннях машини. Таким чином, відносне зменшення обертального моменту двигуна за рахунок втрат в масивному ярмі статора для полюсності машини $p = 5 - 8$ та частоти обертання 60 об./хв. складає приблизно $1,25/1,65 \approx 0,75$.

Задля оцінки похибки двовимірного моделювання

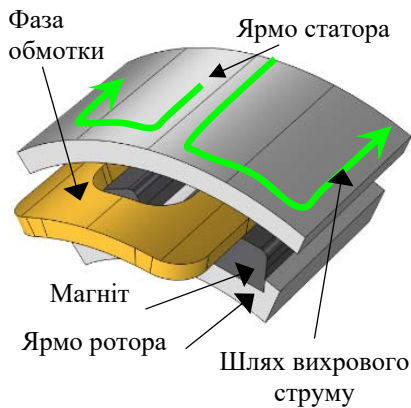


Рис. 5. До моделювання впливу скінченної довжини

Оскільки насичення враховано підвищеною МРС, а середовища в інших підобластях розрахункової моделі є лінійними, можна стверджувати, що моменти від сумісної дії трьох фаз будуть адекватними 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 моделювалося. Але можна довести, що використовуючи розв'язок двовимірного моделювання ми отримаємо верхню оцінку похибки. Шлях вихрових струмів в ярмі статора схематично показано на рис. 5. Зауважимо, що магнітне поле неодимових магнітів набагато – у 20 і більше разів – перевищує поле від обмотки, і вихровими струмами від поля обмотки можна нехтувати. Коефіцієнт збільшення опору на шляху вихрових струмів можна оцінити приблизно як $(1 + \tau/L_a)$, де τ – полюсний поділ. Збільшення опору тягне за собою зменшення втрат від вихрових струмів та, як наслідок, зменшення паразитного обертового моменту.

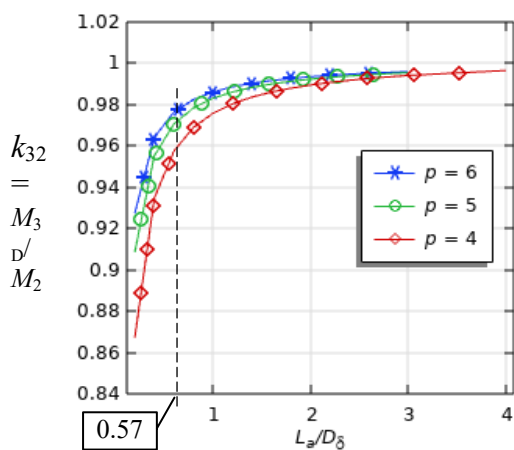


Рис. 6. Вплив скінченної довжини магнітопроводу

Результати розрахунку поправочного коефіцієнту 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. 6. Значимо, що діаметр D_δ є середнім діаметром по повітряному проміжку, який включає технологічний проміжок, що відділяє ротор від статора, та шар обмотки (рис. 2). Графічні матеріали дають змогу чисельно оцінити похибку визначення моменту обертання безпазового двигуна з масивним ярмом статора заданої геометрії. Так, відносна довжина машини з геометричними даними (див. таблицю) складає $L_a/D_\delta = 45/79 \approx 0,57$, що дає змогу оцінити похибки двовимірного моделювання (рис. 6). Звідки можна зробити висновок, що для дванадцятиполюсної машини коефіцієнт зниження моменту k_{32} за рахунок скінченної довжини у порівнянні з результатами двовимірного моделювання складає не менше 0,98, що цілком припустимо для практики.

Висновки. В конструкціях безпазових трифазних моментних мікродвигунах за умов низької частоти обертання можливе застосування масивного сталевого ярма статора. Таким чином можна зменшити витрати на виробництво і прискорити його підготовку.

З використанням програмного пакету "COMSOL Multiphysics" розроблено нову математичну модель визначення електромагнітного моменту за результатами розрахунку втрат в масивному ярмі на основі розв'язання польової задачі.

Максимальний статичний момент для моментного двигуна циліндричного типу з відношенням активної довжини до середнього діаметра сумарного повітряного проміжку не менше 0,6 досягається за умов 5...7 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 (5...7) становить близько 75% від свого максимального значення.

Для двигунів циліндричного виконання з оптимальною кількістю пар полюсів зі значенням відношення активної довжини до середнього діаметра повітряного проміжку не менше 0,6 оцінки моменту, зроблені на основі двовимірного польового аналізу, мають похибку, що не перевищує 2%.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розробити наукові основи та принципи побудови магнітоелектричних мехатронних модулів для спеціалізованих систем автоматичного керування» («Мехатрон»), КПКВК 6541030.

1. Kireyev V.G., Akinin K.P. Features of the development of slotless brushless magnetoelectric torque motors. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2022. No 63. Pp. 31–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2022.63.031>.
2. Jia S., Qu R., Li J., Fan X., Zhang M. Study of Direct-Drive Permanent-Magnet Synchronous Generators With Solid Rotor Back Iron and Different Windings. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2016. Vol. 52. No 2. Pp. 1369–1379. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIA.2015.2490618>.
3. 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>.
4. COMSOL multiphysics modeling and simulation software. URL: <https://www.comsol.ru/documentation> (accessed at 15.04.2024).
5. Sahdev S.K. *Electrical Machines*. Cambridge University Press, 2017. 980 p.

TORQUE OF A PERMANENT MAGNET SLOTLESS TORQUE MOTOR WITH SOLID STATOR BACK IRON

Ye.V. Isayev, I.S. Petukhov

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**

E-mail: igor_petu@ukr.net.

The properties of the solid magnetic core of the stator of a slotless torque motor with permanent magnets are considered. It is noted that the solid stator under the conditions of low rotation speed has some advantages over the traditional laminated magnetic circuit. These advantages consist in the cost reduction of the design, its compactness and the low time of production preparation. The mathematical model's assumptions and the input data's limitations are formulated. A model of a static magnetic field with a moving electrically conductive medium is chosen. The two-dimensional model is implemented in the "Magnetic fields" interface of the "COMSOL Multiphysics" software. The maximum torque values were obtained and the optimal number of pole pairs was found. The method of calculating the torque based on eddy current losses in the magnetic medium is used. The decrease in torque with increasing rotor speed is calculated. The correction coefficients of the maximum moment were obtained to correct the results of two-dimensional modelling using a three-dimensional model. References 5, figures 6, tables 1.

Keywords: torque motor, permanent magnets, solid magnetic core, eddy currents, electrical losses.

Надійшла 30.04.2024
Остаточний варіант 20.05.2024