

conventional and non-conventional transmission lines // *Proceedings of the 27. International Conference on Lightning Protection (ICLP) ,Avignon' 2004, paper No. 6b.1, pp.650-655.* 18. M.Szczerbiński, "Lightning equivalent area of cuboidal structures assessed with electrogeometrical model", *Przegląd Elektrotechniczny-Konferencje, tom 5, No.3/2007, pp. 236-239.* 19. M.Łoboda, S.Thern, A.Maciążek : "Comparative study of lightning data from Central European Lightning Detection Network and SAFIR system in Poland", *Proceedings of the 27. International Conference on Lightning Protection (ICLP), Avignon' 2004, paper No. 2p.6, pp.247-252.* 20. A.M.Mousa: *Discussion of article 10, pp.880-881.* 21. A.R.Hilleman: *Discussion of article 10, pp.884-885.* 22. Y.A.Wahab,Z.Z.Abidin, S.Sadowic : "Optimisation of the high voltage substation direct lightning stroke protection system"; *Proceedings of the 27. International Conference on Lightning Protection (ICLP), Avignon' 2004, paper No. 6b.1, pp.700-704.*

УДК 621.313

**В. І. Ткачук, І. Є. Біляковський, Л.В. Каша**  
Національний університет "Львівська політехніка",  
кафедра ЕМА

## **ЕЛЕМЕНТИ ОПТИМІЗАЦІЇ ВЕНТИЛЬНИХ ДВИГУНІВ З ПОСТІЙНИМИ МАГНІТАМИ**

*О Ткачук В. І., Біляковський І. Є., Каша Л.В., 2011*

**Наведено особливості розрахунку безконтактних двигунів постійного струму з постійними магнітами, які, своєю чергою, покладені в основу математичної моделі проектного розрахунку основних геометричних розмірів таких двигунів.**

**Ключові слова:** безконтактний двигун постійного струму, математична модель, геометричні розміри, постійний магніт.

**The features calculation of brushless DC motor with permanent magnets are given. This features underlaing the mathematical model of project calculation a geometrical dimensions of such motors.**

**Key words:** brushless DC motor, mathematical model, geometrical size, permanent magnet.

### **Вступ**

Цілим класом електричних машин, який виник зовсім недавно в процесі технічної еволюції, є вентильні двигуни (ВД). Беззаперечні переваги двигунів цього класу, зокрема вентиляного двигуна з постійними магнітами (ПМ) на роторі, роблять їх конкурентоспроможними порівняно з електричними двигунами інших типів. Стрімкий розвиток і впровадження у виробництво новітньої силової напівпровідникової техніки, зокрема, силових біполярних транзисторів з ізольованим затвором, драйверів, а також інтелектуальних силових модулів з інтегрованими функціями захисту і прямим процесорним управлінням та поява спеціалізованих мікроконтролерів для управління двигунами, призвели до того, що вартість електроприводів, за використання вентиляльних двигунів, стала значно нижчою за вартість електроприводів на базі колекторних двигунів, забезпечивши вищу надійність та довговічність. Тому актуальною є задача синтезу таких двигунів.

### **Аналіз останніх досягнень і публікацій**

На кафедрі електричних машин і апаратів Національного університету "Львівська політехніка" розроблено низку електроприводів для транспортних засобів, зокрема електропривод крісла-візка для інвалідів [1] на базі вентиляльних двигунів, які керуються розробленим на кафедрі пультом керування. Цей електропривод містить два вентиляльних електродвигуни з постійними

магнітами і блок керування. Будова електроприводу для крісла-візка на базі вентильних двигунів детальніше розглянута в [1].

Розрахунок магнітних систем таких ВД із ПМ пов'язаний із розв'язанням складних задач розподілу магнітного поля, більшість з яких із заданим ступенем точності можуть бути розв'язані за допомогою ПК. Однак, одержувати достатньо простий розв'язок? зручний для практичного застосування, дає змогу також інженерний підхід, за яким враховують тільки найважливіші впливаючі чинники, а другорядними – нехтують.

### Мета роботи

Удосконалення інженерних методик розрахунку та оптимізації основних геометричних розмірів двигуна з постійними магнітами на етапі його проектування та отримання відповідних співвідношень для основних показників двигуна є метою роботи.

### Матеріали і результати дослідження

В основі більшості методик проектування електричних машин загальнопромислового застосування лежить вибір величин електромагнітних навантажень – індукції в повітряному проміжку і окремих частинах магнітопроводу, лінійного навантаження, густини струму, враховуючи досвід проектування таких типів машин. Для ВД з ПМ такий досвід обмежений, тому, на підставі теорії електромеханічного перетворення енергії у таких ВД, а також враховуючи особливості їх конструкцій, нижче обґрунтовано деякі рекомендації стосовно синтезу та оптимізації згаданих двигунів.

З-поміж відомих конструкцій ЕМП ВД найраціональнішими з погляду технології є конструктивні схеми з "класичним" статором та з псевдо-U-подібним статором (рис. 2, 3), які в кожному конкретному випадку можуть мати свої переваги [2]. Конструкції з псевдо-U-подібним статором забезпечують кращі динамічні показники за менших індуктивності розсіяння та реакції якоря внаслідок практично повної магнітної ізоляції фаз, але кількість зубців ротора повинна бути достатньо великою, що може бути небажаним під час використання їх у ВД з високими швидкостями обертання. Для різних конструкцій не однаковими є і шляхи замикання робочих магнітних потоків, що зумовило необхідність створення методик проектування ВД, які мають певні відмінності між собою. Наприклад, для конструкції з псевдо-U-подібним статором співвідношення між кількістю зубців статора і полюсів (постійних магнітів) ротора:  $2p = Z_s \cdot \frac{2 \cdot m \pm 1}{2 \cdot m}$ ;  $Z_s = m \cdot q$ ;  $q = 4, 6, 8, \dots$ , де  $m$  – кількість секцій ВД. Тобто кількість полюсів при  $m = 3$  буде не менше ніж 10, що змушує вибирати дещо більший діаметр ротора під час розрахунку ВД із порівняно малим моментом на валу, щоб розмістити магніти.

Для ВД з "класичним" статора форма пазів найчастіше майже трапецієподібна з зубцями однакової ширини по висоті пазів.

Стосовно геометрії індуктора, то вона, передусім, зумовлена фізичними властивостями постійних магнітів.

Для більшості сучасних магнітотвердих матеріалів, які використовуються для виготовлення постійних магнітів, приймають допущення, що робоча точка розташована на лінії розмагнічування, яку вважають прямою, тобто лінія повернення – пряма і збігається з лінією розмагнічування.

Потік  $\Phi_s$  повітряного проміжку визначають з кривої розмагнічування постійного магніту. Крива розмагнічування постійного магніту 1, побудована в координатах  $F$ ,  $\Phi$ , зображена на рис. 1. Як бачимо з рисунку, вона визначається геометричними розмірами і матеріалом, з якого виготовлено сам магніт і задається двома величинами:  $F_{max} = h_m H_{cf}$  і  $\Phi_{max} = S_m B_r$ , де  $h_m$  і  $S_m$  – висота і площа основи постійного магніту полюса ротора, а  $H_{cf}$  і  $B_r$  – коерцитивна сила по індукції та залишкова магнітна напруженість постійного магніту відповідно. Ці дві величини залежать від матеріалу, з якого виготовлений постійний магніт, і вказані в його паспортних даних.

Пряма зовнішньої провідності магнітного кола 2 задається кутом нахилу  $\alpha$  до осі F, який визначається з співвідношення  $\alpha = \arctg(\lambda + \lambda_\sigma) \frac{h_m}{S_m}$ , де  $\lambda_\delta$  і  $\lambda_\sigma$  – магнітна провідність повітряного проміжку і магнітна провідність розсіяння постійного магніту. Прямі 1 і 2 перетинаються в точці А, абсциса якої  $\Phi_{m0}$  є магнітним потоком постійного магніту, який проходить через повітряний проміжок при відсутній реакції якоря.

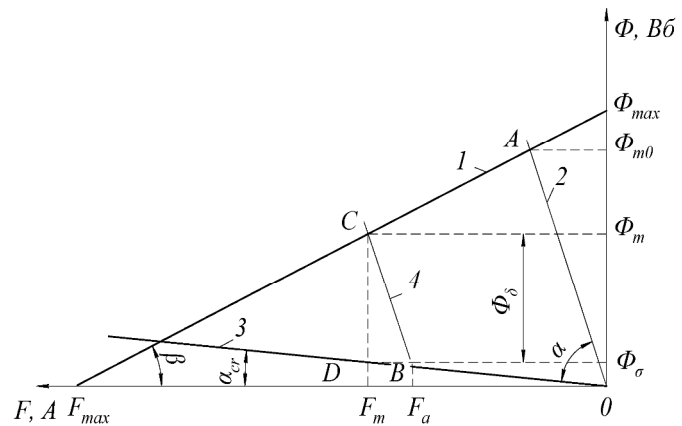


Рис.1. Крива розмагнічування постійного магніту

Для того, щоб визначити корисний магнітний потік повітряного проміжку з врахуванням дії реакції якоря  $F_a$  і потоку розсіяння  $\Phi_\sigma$ , побудуємо пряму провідності розсіяння 4 постійного магніту. Ця пряма залежить від магнітної провідності розсіяння постійного магніту  $\lambda_\sigma$ , і пов'язана з кутом нахилу  $\alpha_\sigma$  до осі F співвідношенням  $\alpha_\sigma = \arctg(\lambda_\sigma) \frac{h_m}{S_m}$ . З точки В прямої провідності розсіяння постійного магніту проведемо пряму 3, паралельну ОА. Вона перетне пряму розмагнічування в точці С. Її ордината  $\Phi_m$  – це і є потік повітряного проміжку, спричинений постійним магнітом з врахуванням дії реакції якоря (у цьому разі характер дії реакції якоря – розмагнічуючий). Корисний потік повітряного проміжку  $\Phi_\delta$  визначаємо, як різницю повного потоку  $\Phi_M$ , який проходить через повітряний проміжок і потоку розсіяння  $\Phi_\sigma$  постійного магніту  $\Phi_\delta = \Phi_m - \Phi_\sigma$ . На підставі вищевикладеного, не складно отримати аналітичний вираз для корисного потоку  $\Phi_\delta$  в повітряному проміжку [2]

$$\Phi_d = \frac{\Phi_{\max} I_d \pm w_z I_c I_d (I_m + I_s)}{I_m + I_d + I_s} \quad (1)$$

Міркування, які наведені вище, дозволяють з достатньою для інженерних розрахунків точністю визначити необхідний потік постійного магніту.

Оскільки в технічному завданні на проектування ВД, як правило, задають напругу живлення та момент, пошук геометричних розмірів ВД та їх співвідношень здійснюють, здебільшого, відштовхуючись від значення, заданого або визначеного з інших заданих значень величин моменту.

Загальний вираз для моменту секції трифазного ВД з явнополюсним статором і ПМ на роторі, отриманий з урахуванням деяких допущень, наведено у [2]. Без урахування дії реакції якоря цей момент можна записати у вигляді

$$M_c = c_M w_z \Phi_{\max} I_c \cdot 4p \sin \theta_c, \quad (2)$$

де  $w_z$  – кількість витків зубця секції;  $\Phi_{\max}$  – повний магнітний потік;  $I_c$  – струм секції;  $p$  – кількість магнітів;  $I_d = m_0 \frac{ab}{d} + m_0 a g_{pa} + m_0 b g_{pb} + m_0 (a g_a + b g_b)$  – провідність повітряного проміжку;

$\lambda_\sigma$  – провідність розсіяння;  $I_m = \frac{B_r S_m}{H_{cf} h_m}$  – внутрішня провідність магніту;  $c_M = \left( \frac{I_d}{I_m + I_d + I_s} \right) -$

коефіцієнт, який залежить від геометрії зубцево-полюсної зони ВД та параметрів обраного постійного магніту;  $\theta$  – кут між осями зубця статора та магніту;  $a, b, \delta$  – ширина, довжина та висота повітряного проміжку.

Згідно з [2] струм секції можна виразити залежно від номінального моменту, а забезпечити необхідний момент двигуна можна за різних комбінацій значень максимального потоку  $\Phi_{\max}$

магніту, повного струму секції  $w_z I_c$  та коефіцієнта  $c_M$ , який залежить від геометрії зубцево-полюсної зони ВД і параметрів обраного постійного магніту.

Під час проектування, як правило, необхідно, залежно від завдання, прийняти попередні значення згаданих вище величин. Як показують теоретичні та експериментальні дослідження [2], співвідношення між геометричними розмірами елементів зубцево-полюсної зони ВД з сучасними магнітами перебувають у доволі вузьких межах. Зокрема, оптимальні значення коефіцієнта полюсного перекриття ротора (рис. 3) перебувають в межах  $\alpha_m = (0.75 \div 0.8)$ . Висота  $h_m$  магніту найчастіше визначається з умови максимуму створюваної енергії у повітряному проміжку та мінімуму зубцевих моментів і в середньому у 2–3 рази більша за повітряний проміжок, який, своєю чергою, вибирають значним. З огляду на вищенаведене та враховуючи низькі значення магнітної провідності сучасних магнітних матеріалів, попередньо можна визначити  $c_M$ , враховуючи наведені міркування.

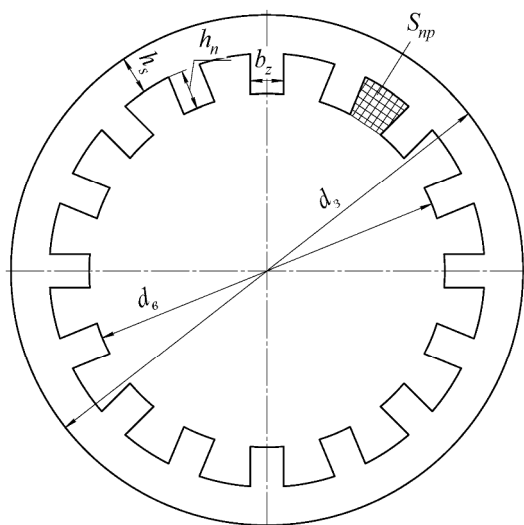


Рис. 2. Виштамповка “класичного” статора

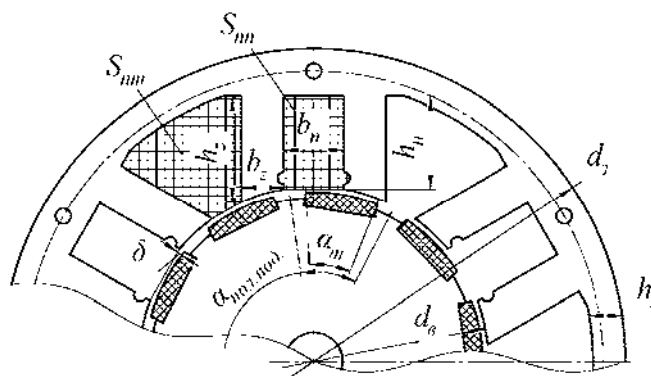


Рис. 3. Елемент виштамповки псевдо-U-подібного статора

Потім вибирають кількість магнітів та зубців статора, визначають струм секції та попереднє значення потоку магніту. Тобто, визначення діаметра індуктора можна розпочати з вибору індукції  $B_\delta$ , (а, отже, типу магніту та площі полюса  $S_m$ ) в повітряному проміжку для випадку, коли вісь полюса збігається з серединою зубця. Попередньо оцінку початкового значення індукції  $B_\delta$  здійснюють з використанням діаграми магніту [2], керуючись обраними критеріями оптимальності.

Після визначення необхідного максимального потоку  $\Phi_{\max} = S_m B_r$ , ширини  $a_m$  та довжини  $b_m$  вибраного постійного магніту, знаходять діаметр ротора за формулою [2]

$$D = 2p \frac{b_m}{\pi \alpha_m}, \quad (3)$$

уточнюють отриманий момент та у разі істотної розбіжності із заданим, повторюють розрахунки за уточненими даними.

Далі потрібно розрахувати розміри зубцево-пазової зони статора. Для заданих значень повного струму секції  $w_z I_c$ , на підставі обраних теплових навантажень, знаходять необхідну площу пазів під обмотку. Оскільки від геометричних співвідношень між елементами зубцево-пазової зони істотно залежать показники ВД та його зовнішній діаметр, запропонований метод оптимізації цих співвідношень, що базується на визначенні оптимальних розмірів машини для штампованих листів статора псевдо-U-подібної форми. За критерії оптимальності тут можуть бути прийняті коефіцієнт видатності, маса двигуна й активних матеріалів, корисна потужність на одиницю маси чи об'єму тощо. Така багатокритеріальність зводить задачу оптимізації до невизначеності та змушує до компромісу. Однак здебільшого достатніми є часткові оптимізації, наприклад, оптимізація зубцево-

пазового шару статора, розмірів магнітопроводу індуктора тощо. В оптимізаційній задачі розрахунку геометричних розмірів обмеженням найчастіше виступає нагрівання машини.

Задача оптимізації розмірів зубцево-пазового шару псевдо-U-подібного статора може бути розв'язана аналогічно, як і для класичного. Для оптимізації розмірів пазів статора ЕМП ВД прийнято, що лист статора із зовнішнім діаметром  $d_3$  і внутрішнім  $d_6$  має  $Z_s$  зубців із паралельними стінками і постійною шириною  $b_z$  по висоті  $h_z$ ; площа паза вигляду рівнобічної трапеції –  $S_{nm}$ ; площа прямокутного паза –  $S_{nn}$ .

Для зв'язку між реальною площею прямокутного паза  $S_n$  (рис. 3) і розрахунковою  $S_{np}$  (рис. 2), використаємо коефіцієнт неідеальності пазів

$$k_n = \frac{S_n}{S_{np}}, \quad (4)$$

де  $S_n = \frac{S_{nm} + S_{nn}}{2}$  – реальна площа паза для псевдо-U-подібного статора.

Введемо конструкційні коефіцієнти відношення діаметра розточки до зовнішнього діаметра

$$k_i = \frac{d_6}{d_3} \quad (5)$$

та відносної площі пазів статора

$$k_{snn} = \frac{Z_s S_n}{\left(\frac{\pi d_6^2}{4}\right) \left(\frac{1}{k_i^2 - 1}\right)} \quad (6)$$

Величини, які визначають геометрію штампованого листа статора, можуть бути пов'язані між собою рівнянням, отриманим, записуючи сумарну площу пазів для статора з зубцями постійної ширини у вигляді

$$Z_s S_n = k_n \left\{ \left( \frac{\pi}{4} \right) \left[ (d_3 - 2h_s)^2 - d_6^2 \right] - \left( \frac{Z_s}{2} \right) b_z (d_3 - d_6 - 2h_s) \right\}, \quad (7)$$

де  $h_s$  – висота спинки статора.

Магнітний потік в зубці запишемо у вигляді

$$\Phi = \left( \frac{2}{\pi} \right) B_\delta \left( \pi \frac{d_6}{Z_s} \right) l_s = 2h_s l_s k_c B_s, \quad (8)$$

де  $l_s$  – довжина статора;  $B_\delta, B_s$  – індукції в повітряному проміжку та спинці статора відповідно;  $k_c$  – коефіцієнт заповнення сталлю статора.

З формули (8) висота спинки статора

$$h_s = \frac{d_6}{Z_s k_c \chi_s}, \quad (9)$$

а ширина зубця

$$b_z = \frac{\pi d_6}{Z_s k_c \chi_z}, \quad (10)$$

де  $\chi_s = \frac{B_s}{B_\delta}$  – відносне значення індукції в спинці статора;  $\chi_z = \frac{B_z}{B_\delta}$  – відносне значення індукції в зубці;  $B_z$  – значення індукції в зубці.

Після підстановки (6), (9), (10) в (7), отримаємо рівняння

$$k_{snn} = \frac{k_n}{1 - k_i^2} \left\{ \left[ \left( 1 - \frac{k_i}{2Z_s k_c \chi_s} \right)^2 - k_i^2 \right] - \frac{2k_i}{k_c \chi_z} \left( 1 - k_i - \frac{k_i}{2Z_s k_c \chi_s} \right) \right\}, \quad (11)$$

яке пов'язує конструкційні коефіцієнти  $k_i$  і  $k_{smn}$  з відносними значеннями індукцій  $\chi_s$  і  $\chi_z$  у зубцях та в спинці статора відповідно.

Рівняння (11) дає змогу розв'язувати задачі визначення розмірів штампованого листа статора при різних обмеженнях, зокрема, за необхідності отримати певний відносний активний опір обмотки і за заданими конструкційними коефіцієнтами визначати відносні індукції  $\chi_z$  та  $\chi_s$  в зубцях і в спинці статора та перевіряти виконання умови  $B_z < B_{дон}$ .

Також можливе розв'язання задачі знаходження відносної площі пазів при заданому  $k_i$  та відомих значеннях відносних індукцій, чи знаходження  $k_n$  і перевірка за  $\chi_z$  величини індукції в зубцях за наперед вибраними з технологічних чи інших міркувань  $k_i$ , висотою спинки статора та шириною зубця. Якщо співвідношення між  $\chi_z$  і  $\chi_s$  невідомі, можна прийняти  $\chi_z \approx \chi_s$ .

Описані вище залежності покладені в основу методики проектного розрахунку та оптимізації основних геометричних розмірів вентильних двигунів з постійними магнітами. Результати розрахунків з використанням запропонованої методики свідчать про достатній рівень її адекватності.

1. Ткачук В.І., Біляковський І.Є., Копчак Б.Л. Електропривод крісла-візка на базі вентильних двигунів без давачів у явному вигляді // Вісник Кременчуцького державного політехнічного інституту. – Кременчук, 2009. – С. 145–150. 2. Ткачук В.І., Біляковський І.Є., Біловус Р.О. Методика проектування вентильних двигунів з високоенергетичними постійними магнітами // Вісник КДУ ім. Михайла Остроградського. – Вип. 3/2010 (62). – Ч. 2. – С. 79–82.

УДК 631.51

Ю.В. Шабатура<sup>1</sup>, Я.С. Паранчук<sup>2</sup>, В.О. Чумакевич<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Академія сухопутних військ,

кафедра електромеханіки та електроніки

<sup>2</sup> Національний університет “Львівська політехніка”,

кафедра ЕАП

## ПРОБЛЕМИ СТВОРЕННЯ ФУНКЦІОНАЛЬНО-СТІЙКИХ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ КОМПЛЕКСІВ

© Шабатура Ю.В., Паранчук Я.С., Чумакевич В.О., 2011

**Розглянуто особливості структури, роботи та підхід до створення математичних моделей функціонально-стійких систем.**

**Ключові слова:** електромеханічна система, функціональна стійкість, надійність, безвідмовність, адаптивність, відновлюваність, резервування.

**The features of the structure, operations and approaches to building mathematical models of functional-stable systems**

**Key words:** electromechanical system, functional stability, dependability, reliability, adaptability, restorability, backing.

**Постановка проблеми у загальному вигляді**

**та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями**

Проблемна ситуація, що призвела до дослідження теорії функціональної стійкості, пов'язана з розробкою у кінці ХХ ст. складних автономних технічних систем, що функціонують в екстремальних умовах. Висока вартість і потенційна небезпека відмов складних технічних систем вимагають забезпечення відповідного рівня надійності і безпеки застосування. Традиційні методи, які засновані на