

- **фізичний експеримент.** Тут в студента виробляється переконання адекватності результатів математичного моделювання, а тим самим, і “повагу” до комп’ютерних систем аналізу, що важливо для фахівців у галузі електроенергетики. Водночас виробляються довіра до автоматизованих систем аналізу та проектування та навички роботи з ними.

1. *Вергасов В.М. Активизация познавательной деятельности студентов в высшей школе. К., 1985.* 2. *Писаренко Л.Д., Недашковская Л.М. Актуальные направления совершенствования автоматизированного обучения // Вестн. Киев. политехн. ин-та. 1994. Вып.30. С.102–107.* 3. *Петрів В.Ф., Стахів П.Г. Моделирование лабораторных работ з електротехнічних дисциплін // Проблеми освіти: н/м зб. К., 1995. Вып.1. С.71–78.* 4. *Коруд В.І., Гамола О.Є. Лабораторний практикум електротехнічних дисциплін у середовищі комп’ютерного навчання // Вісн. ДУ “Львівська політехніка”. 1995. № 288. С.36–38.* 5. *Стахів П.Г., Коруд В.І. Проблеми самостійної роботи з електротехніки в системі комп’ютерного навчання // Проблеми освіти: н/м зб. 1997. Вып.10. С.92–98.*

УДК 621.313.175.32

Ткачук В.І., Григоренко М.К.
ДУ “Львівська політехніка”, кафедра ЕМА

ОБЧИСЛЕННЯ МАГНІТНОЇ ПРОВІДНОСТІ ПОВІТРЯНОГО ПРОМІЖКУ З ДВОБІЧНОЮ ЗУБЧАСТІСТЮ

© Ткачук В.І., Григоренко М.К., 2000

Наведена методика, розрахункові формули та результати обчислення магнітної провідності повітряного проміжку з двобічною зубчастістю на основі методу Р.Поля.

У механізмі створення моменту у вентильному двигуні (ВД) з пасивним ротором найважливіше значення мають зубці. У більшості інших обертових або лінійних двигунів зубці не є абсолютно необхідними для створення моменту, а, як правило, використовуються тільки для мінімізації повітряного проміжку між ротором і статором, а утворені ними пази використовують для укладання обмотки. Однак у ВД з пасивним ротором зубці як ротора, так і статора служать для створення електромагнітного моменту, тому розрахунок магнітної провідності повітряного проміжку є вкрай важливим.

Методи обчислення магнітної провідності для робочих проміжків з двобічною зубчастістю (при безмежній довжині проміжку) широко описані в літературі [1–4]. З використанням ЕОМ можна отримати достатньо точні числові розв’язки рівнянь Лапласа, які описують поле в повітряному проміжку між зубцями [4].

Незважаючи на практично безмежні можливості, застосування числових методів (метод кінцевих різниць, метод кінцевих елементів) для розрахунку магнітного поля у ВД з пасивним ротором вимагає надзвичайно великих обчислювальних ресурсів. Необхідність багатократного повторення розрахунку поля для багатьох послідовних положень ротора відносно статора призводить до значних затрат машинного часу.

Раціональнішими є методи, які базуються на теорії кіл і займають проміжне місце між методом "сіток" і методом класичних заступних схем [3, 5]. До таких методів належить перспективний метод зубцевих контурів [4], який забезпечує високий ступінь деталізації явищ у магнітній зоні. Однак цей метод передбачає попереднє розв'язування польової задачі в лінійному наближенні числовими методами для підобластей зубцевої зони для різних взаємних положень ротора і статора та необхідність зберігання результатів розрахунків в пам'яті ЕОМ.

Для практичних розрахунків доцільно поєднувати методи на основі теорії кіл з спрощеними методами врахування двобічної зубчатості. До спрощених методів урахування двобічної зубчатості належить метод з використанням даних розрахунку одnobічної зубчатості [1]. На рис.1 зображені результати розрахунку питомої магнітної провідності повітряного проміжку ВД класичної конструкції.

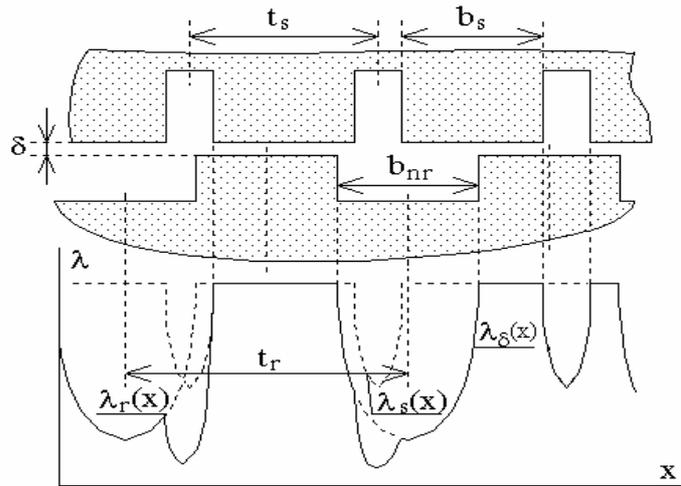


Рис.1. Питома магнітна провідність повітряного проміжку з двобічною зубчатістю.

В інженерній практиці поряд з цим часто використовують наближені розрахункові формули або залежності, які отримані за результатами фізичного моделювання.

Проте співвідношення геометричних розмірів зубцевого шару в електромеханічних перетворювачах з пасивним вторинним елементом (вентильні двигуни з пасивним ротором, крокові реактивні двигуни, лінійні індукторні двигуни) помітно відрізняється від співвідношень, висвітлених у літературі моделей, тому застосування результатів досліджень для синтезу потрібної геометрії зубцевого шару вказаних перетворювачів виявляється непридатним і необхідним є обчислення коефіцієнта магнітної провідності повітряного проміжку в функції кута взаємного положення ротора і статора, відносного значення проміжку та ширини зубців тощо.

Серед різноманітних способів і методів обчислення магнітної провідності (спосіб Лемана-Ріхтера, метод Унгера, метод Ротерса тощо) загальним, простим і, у той же час, який дає достатньо точні результати є метод, запропонований Полем [6].

На основі аналізу розподілу магнітних ліній у пазу Р.Поль запропонував такий емпіричний спосіб простого аналітичного обчислення провідності повітряного проміжку, який дає, як свідчать дослідні дані, досить точний результат.

Він пропонує умовно прийняти, що кути нахилу бічних стінок зубців дорівнюють радіану, помноженому на деякий коефіцієнт β . Потім припускають, що по проміжку магнітні

силові лінії проходять прямолінійно, а за межами проміжку в пазах – по дугах кіл, центром яких є крайні точки зубців. Оскільки кут нахилу стінок дорівнює радіану, помноженому на β , то для лінії, яка проходить по пазу і входить у проміжок на відстань x від крайньої точки зубця, довжина шляху по пазу до проміжку дорівнює $\beta \cdot x$.

Така схема розподілу силових ліній, відповідно до закону найменшого магнітного опору, близька до дійсної. Деяке зменшення довжини силових ліній в пазу за рахунок умовного нахилу стінок компенсує згущення ліній по краях зубців.

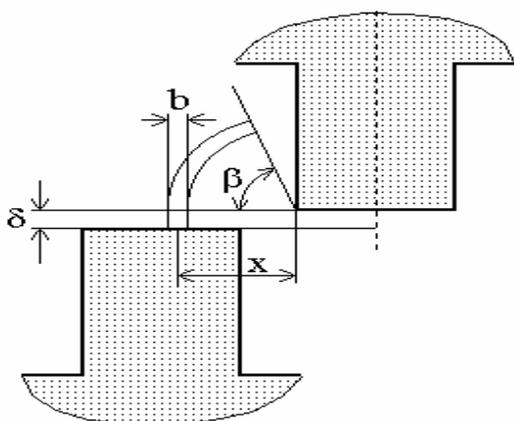
Розрахунок провідності за методом Поля зводиться до простого інтегрування.

Для такого положення ротора ділимо проміжок в межах зубцевої поділки статора на ділянки з однорідними коефіцієнтами провідності елементарних трубок. Коефіцієнт провідності ділянки визначається додаванням коефіцієнтів провідності елементарних трубок ділянки

$$\lambda = \int_0^b \frac{dx}{\delta + \beta \cdot x}, \quad (1)$$

де b – ширина ділянки; δ – значення повітряного проміжку.

Рис.2. До обчислення магнітної провідності повітряного проміжку методом Р. Поля.



Коефіцієнт провідності проміжку в межах зубцевої поділки буде дорівнювати сумі коефіцієнтів провідностей ділянок, на які був поділений проміжок.

Позначимо: t_r – зубцевий крок ротора; t_s – зубцевий крок статора; b_{zr} – ширина зубця ротора; b_{zs} – ширина зубця статора; m – кількість секцій; α – відносна ширина зубця ротора; κ – відношення ширини зубця статора до ширини зубця ротора; ε – відносна довжина повітряного проміжку.

$$\alpha = b_{zr} / t_r; \quad \kappa = b_{zs} / b_{zr}; \quad \varepsilon = \delta / t_r. \quad (2)$$

Як правило, в електромеханічному перетворювачі з пасивним вторинним елементом висота пазів статора більша від ширини паза, і, як підтверджено багатьма дослідженнями, впливом висоти зубців статора на провідність повітряного проміжку можна знехтувати. Тоді λ при відомій активній довжині статора l , буде функцією тільки п'яти основних параметрів α , κ , ε , m і Θ (кут взаємного положення ротора і статора).

Залежно від взаємного розміщення ротора і статора повітряний проміжок у межах однієї зубцевої поділки статора можна поділити на декілька однорідних ділянок (рис.3).

Виразимо геометричні розміри зубцевого шара вентильного двигуна через зубцевий крок ротора та наведені вище коефіцієнти

$$b_z = \alpha \cdot t_r; \quad b_{zs} = \kappa \cdot \alpha \cdot t_r; \quad b_{zr} = (1 - \alpha) \cdot t_r; \quad t_s = n/m \cdot t_r; \quad b_{ns} = (n/m - \alpha \cdot \kappa) \cdot t_r; \quad \delta = \varepsilon \cdot t_r,$$

де n – деяке натуральне число, яке зв'язує кількість зубців ротора з кількістю зубців статора на секцію ($z_r = n \cdot q$).

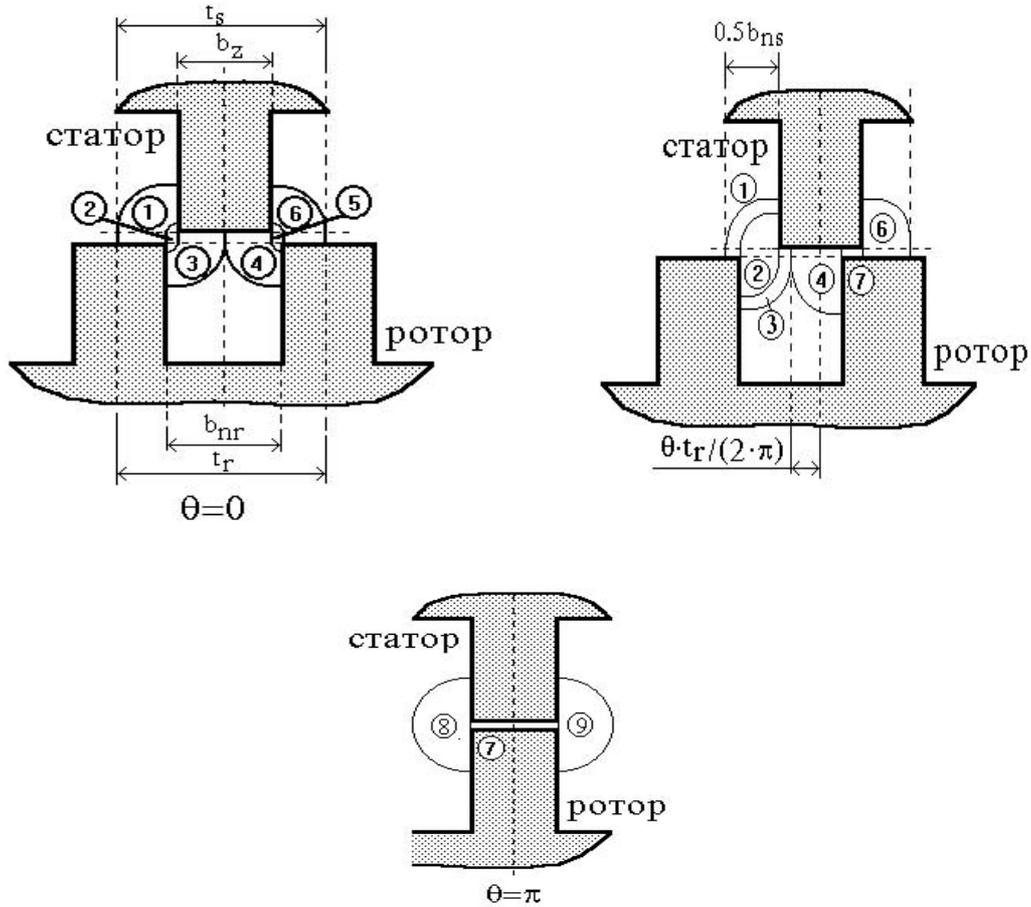


Рис.3. Умовний розподіл магнітних силових ліній у повітряному проміжку електричної машини з двобічною зубчастістю при різних кутах θ між осями зубців статора і вторинного елемента

Для ділянки 1 (рис.3) значення коефіцієнта провідності обчислюється як

$$\lambda_1 = \int_0^{t_r[\pi(n/m+\alpha-1)-\theta]/(2\pi)} \frac{dx}{\varepsilon \cdot t_r + \beta \cdot x + \beta \cdot t_r[\pi \cdot (1-\alpha(1+\kappa)) + \theta]/(2 \cdot \pi)} = \frac{1}{\beta} \ln \left\{ 1 + \frac{\beta[\pi(n/m+\alpha-1)-\theta]}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1-\alpha(1+\kappa)) + \theta]} \right\} \quad (3)$$

Ділянка 1 буде мати місце, якщо $0 \leq \theta < \pi(\alpha + n/m - 1)$ і $\lambda_1 = 0$, якщо $\pi(\alpha + n/m - 1) \leq \theta \leq \pi$.

Коефіцієнт $\beta = 1$ при $(1 - \alpha)/\varepsilon \leq 10$ і $\beta = 1.1$ при $(1 - \alpha)/\varepsilon > 10$.

Таким же способом отримані і такі вирази для обчислення коефіцієнтів провідності для інших ділянок повітряного проміжку вентильного двигуна з пасивним ротором:

$$\lambda_2 = \frac{\pi[1-\alpha(1+\kappa)] + \theta}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1-\alpha(1+\kappa)) + \theta]}, \quad \text{якщо} \quad 0 \leq \theta \leq \pi(\alpha + n/m - 1); \quad (4)$$

$$\lambda_2 = \frac{\pi(n/m - \kappa \cdot \alpha)}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1 - \alpha(1 + \kappa)) + \theta]}, \quad \text{якщо } \pi(\alpha + n/m - 1) \leq \theta \leq \pi \cdot \alpha \cdot \kappa; \quad (5)$$

$$\lambda_2 = \frac{\pi \cdot n/m - \theta}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1 - \alpha(1 + \kappa)) + \theta]}, \quad \text{якщо } \pi \cdot \alpha \cdot \kappa \leq \theta \leq \pi \cdot n/m; \quad (6)$$

$$\lambda_2 = 0, \quad \text{якщо } \pi \cdot n/m \leq \theta \leq \pi; \quad (7)$$

$$\lambda_3 = \frac{1}{\beta} \ln \left\{ 1 + \frac{\beta[\pi \cdot \alpha \cdot \kappa - \theta]}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1 - \alpha(1 + \kappa)) + \theta]} \right\}, \quad \text{якщо } 0 \leq \theta \leq \pi \cdot \alpha \cdot \kappa; \quad (8)$$

$$\lambda_3 = 0, \quad \text{якщо } \pi \cdot \alpha \cdot \kappa \leq \theta \leq \pi; \quad (9)$$

$$\lambda_4 = \frac{1}{\beta} \ln \left\{ 1 + \frac{\beta[\pi \cdot \alpha \cdot \kappa + \theta]}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1 - \alpha(1 + \kappa)) - \theta]} \right\}, \quad \text{якщо } 0 \leq \theta \leq \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)]; \quad (10)$$

$$\lambda_4 = \frac{1}{\beta} \cdot \ln \left\{ 1 + \frac{\beta \cdot (\pi - \theta)}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon} \right\}, \quad \text{якщо } \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)] \leq \theta \leq \pi \cdot \alpha; \quad (11)$$

$$\lambda_4 = \frac{1}{\beta} \ln \left\{ 1 + \frac{\beta(\pi - \theta)}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon} \right\}, \quad \text{якщо } \pi \cdot \alpha \leq \theta \leq \pi; \quad (12)$$

причому, якщо $(1 - \alpha(1 + \kappa)) > \alpha$ і $\Theta > \pi \cdot \alpha$ то

$$\lambda_4 = \frac{1}{\beta} \ln \left\{ 1 + \frac{2 \cdot \beta \cdot \pi \cdot \alpha}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1 - \alpha(1 + \kappa)) - \theta]} \right\}; \quad (13)$$

$$\lambda_5 = \frac{\pi[1 - \alpha(1 + \kappa)] - \theta}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1 - \alpha(1 + \kappa)) - \theta]}, \quad \text{якщо } 0 \leq \theta \leq \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)]; \quad (14)$$

$$\lambda_5 = 0, \quad \text{якщо } \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)] \leq \theta \leq \pi; \quad (15)$$

$$\lambda_6 = \frac{1}{\beta} \ln \left\{ 1 + \frac{\beta[\pi(n/m + \alpha - 1) + \theta]}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta[\pi(1 - \alpha(1 + \kappa)) - \theta]} \right\}, \quad \text{якщо } 0 \leq \theta \leq \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)]; \quad (16)$$

$$\lambda_6 = \frac{1}{\beta} \ln \left\{ 1 + \frac{\beta(n/m - \alpha \cdot \kappa)}{2 \cdot \varepsilon} \right\}, \quad \text{якщо } \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)] \leq \theta \leq \pi(1 + \alpha \cdot \kappa - n/m); \quad (17)$$

$$\lambda_7 = 0, \quad \text{якщо} \quad 0 \leq \theta \leq \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)]; \quad (18)$$

$$\lambda_7 = \frac{\pi[\alpha(1 + \kappa) - 1] + \theta}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon}, \quad \text{якщо} \quad \pi[1 - \alpha(1 + \kappa)] \leq \theta \leq \pi; \quad (19)$$

$$\lambda_8 = 0, \quad \text{якщо} \quad 0 \leq \theta \leq \pi \cdot \alpha \cdot \kappa; \quad (20)$$

$$\lambda_8 = \frac{1}{2 \cdot \beta} \ln \left\{ 1 + \frac{2 \cdot \beta [\theta - \pi \cdot \alpha \cdot \kappa]}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta [\pi - \theta]} \right\}, \quad \text{якщо} \quad \pi \cdot \alpha \cdot \kappa \leq \theta \leq \pi \cdot n / m; \quad (21)$$

$$\lambda_8 = \frac{1}{2 \cdot \beta} \ln \left\{ 1 + \frac{2 \cdot \beta \cdot \pi (n / m - \alpha \cdot \kappa)}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta [\pi - \theta]} \right\}, \quad \text{якщо} \quad \pi \cdot n / m \leq \theta \leq \pi; \quad (22)$$

$$\lambda_9 = 0, \quad \text{якщо} \quad 0 \leq \theta \leq \pi(1 + \alpha \cdot \kappa - n / m); \quad (23)$$

$$\lambda_9 = \frac{1}{2 \cdot \beta} \ln \left\{ 1 + \frac{2 \cdot \beta \cdot \pi (n / m - \alpha \cdot \kappa - 1) + \theta}{2 \cdot \pi \cdot \varepsilon + \beta [\pi - \theta]} \right\}, \quad \text{якщо} \quad \pi(1 + \alpha \cdot \kappa - n / m) \leq \theta \leq \pi. \quad (24)$$

Інтегральне значення коефіцієнта магнітної провідності в межах зубцевої поділки статора обчислюється як сума провідностей окремих ділянок

$$\lambda = \lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_3 + \lambda_4 + \lambda_5 + \lambda_6 + \lambda_7 + \lambda_8 + \lambda_9. \quad (25)$$

Отримані розрахункові формули для обчислення коефіцієнта магнітної провідності повітряного проміжку явнополосного електромеханічного перетворювача з пасивним вторинним елементом дають можливість аналізувати вплив параметрів зубцевого шару на характер зміни провідності у функції кута θ , що важливо для проектування таких електромеханічних перетворювачів, а також для побудови їх математичної моделі.

На рис.4 зображені результати обчислення коефіцієнта магнітної провідності повітряного проміжку в функції кута взаємного положення ротора і статора θ , при різних комбінаціях ε та α для трисекційного електромеханічного перетворювача вентилятного реактивного двигуна, в якому $n=2$, $\kappa=1$.

Наведені результати показують, що запропоновану методику можна застосовувати для обчислення інтегрального значення коефіцієнта магнітної провідності при будь-якому положенні ротора відносно явнополосного статора електромеханічного перетворювача з пасивним зубчастим ротором.

Правомірність методики була перевірена порівнянням результатів розрахунку інтегрального значення магнітної провідності, які отримані за наведеною методикою, з результатами розрахунків, що одержані методами кінцевих різниць, гармонічних провідностей та апроксимації точного розв'язку при однобічній зубчастості, які наведені в [4, 5].

Це порівняння зображено на рис.5 для структури з двосторонньою зубчастістю при $\varepsilon=0,0375$ і $\alpha=0,4$, де 1 – точний розрахунок методом кінцевих різниць, 2 – метод гармонічних провідностей, 3 – метод апроксимації точного розв'язку при однобічній зубчастості, 4 – запропонований метод.

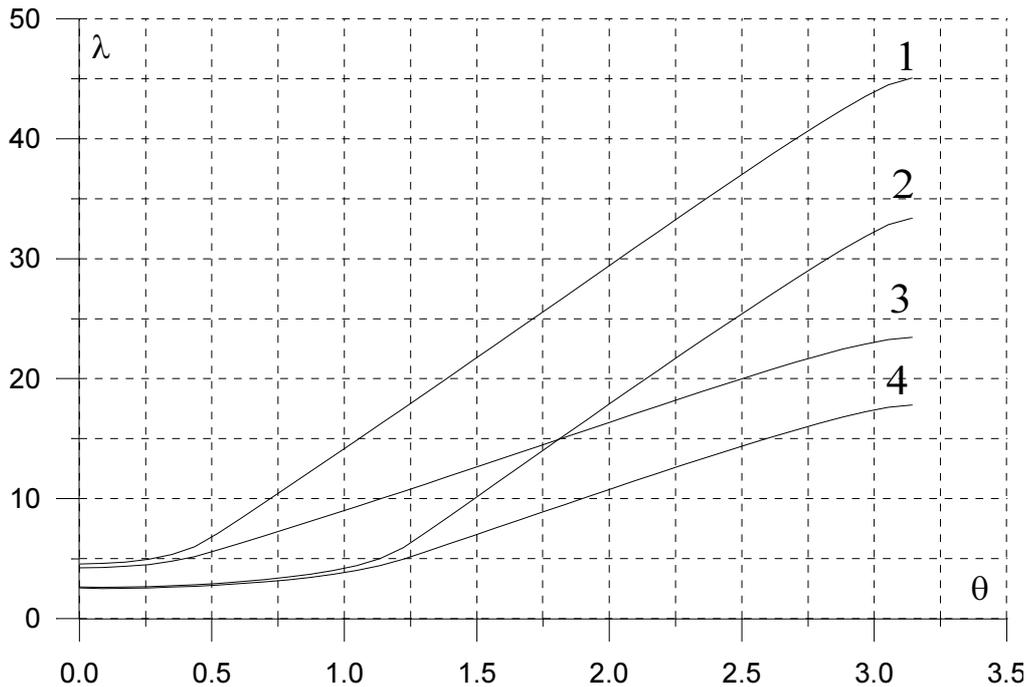


Рис.4. Розрахункові значення коефіцієнта магнітної провідності:
 1 – $\varepsilon=0,01$; $\alpha=0,42$; 2 – $\varepsilon=0,01$; $\alpha=0,3$; 3 – $\varepsilon=0,02$; $\alpha=0,42$; 4 – $\varepsilon=0,02$; $\alpha=0,3$.

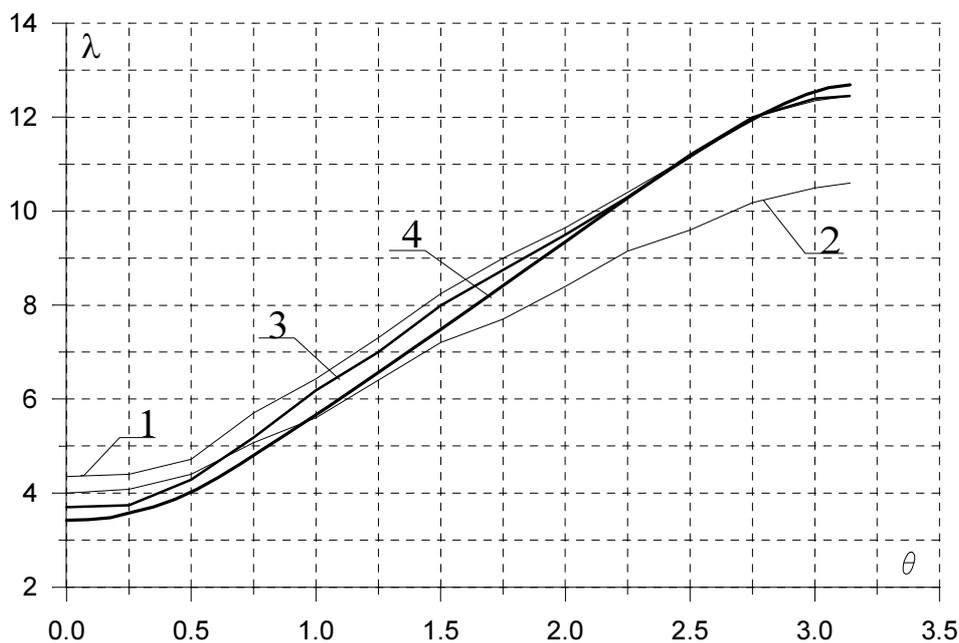


Рис.4. Порівняння результатів розрахунків магнітної провідності повітряного проміжку з двобічною зубчастістю різними методами

Загалом запропонована методика дає кращий збіг з результатами точного розрахунку, ніж метод гармонічних провідностей. Майже точний збіг з методами кінцевих різниць і апроксимації має місце для положення "зубець-зубець". Найбільше відхилення спостерігається при положенні "зубець-паз", яке досягає 13,5 % порівняно з точним методом.

Отже, запропонована методика, яка базується на методі Р.Поля, забезпечує достатню точність розрахунків і її можна використати для врахування двобічної зубчастості в явнополюсних електромеханічних перетворювачах з пасивними зубчастими роторами.

1. Вольдек А.И., Солдатенкова Н.Л. К расчету магнитного поля в воздушном зазоре электрических машин с помощью метода гармонических проводимостей. Л., 1969. № 301. С.41–50. 2. Freeman E.M. The calculation of harmonics, due slotting in the flux-density waveform of a dynamoelectric machine. Proc. IEE, 1962. Vol.109. Part C., N016. 3. Зечихин Б.С. Магнитное поле в зазоре индукторной машины с пульсирующим потоком зубцов ротора. М., 1961. Вып.133. С.26–34. 4. Жуловян В.В., Комаров А.В., Майник И.Ф. К расчету магнитной проводимости воздушного зазора при односторонней и двухсторонней зубчатости // Электричество. 1988. № 1. С.50–56. 5. Денисенко В. К расчету магнитной проводимости воздушного зазора при двухсторонней зубчатости бесщеточных совмещенных возбуждающих устройств // Электромеханика. Теория і практика: Пр. НТК, присвяченої 100-річчю від дня народження видатного українського вченого-електромеханіка Тихона Губенка. Львів, 1996. С.73–76. 6. Pohl R. Theory of pulsating field machines // IEE. 1946. № 3. Vol.93. 7. Ткачук В. Обчислення магнітної провідності повітряного зазору електромеханічного перетворювача з пасивним вторинним елементом // Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісн. ДУ “Львівська політехніка”. 1995. № 288. С.125–130.

УДК 621.313.2.001.57

Чучман Ю.І.

ДУ “Львівська політехніка”, кафедра ЕМА

ВПЛИВ ПОХИБОК ВИГОТОВЛЕННЯ ЩІТКОВО-КОЛЕКТОРНОГО ВУЗЛА НА ПУЛЬСАЦІЇ МАШИН ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

© Чучман Ю.І., 2000

Розглянутий вплив похибок виготовлення щітково-колекторного вузла на вихідні характеристики вимірювальних і виконавчих електричних машин постійного струму. Наведено результати досліджень впливу зсувів щіток з геометричної нейтралі, нерівномірностей розподілу колекторних пластин по обводу колектора та радіального биття поверхні колектора.

Швидкодія та точність слідкуючих електроприводів значною мірою визначається якістю застосованих виконавчих і вимірювальних електричних машин (ВВЕМ). Одним з важливих показників якості ВВЕМ є рівень пульсацій моменту і частоти обертання роторів двигунів і пульсацій вихідної напруги тахогенераторів, виникнення яких зумовлене дискретністю структури ВВЕМ та похибками їх виготовлення.