

В.І. Міліх

Чисельно-польовий аналіз диференціального реактивного опору розсіювання обмотки статора трифазних асинхронних двигунів

Вступ. Розглядається диференціальний реактивний опір розсіювання (ДРОР) обмотки статора трифазних асинхронних двигунів (ТАД). Відомо, що ДРОР є сумою опорів самоіндукції обмотки від усіх гармонік її магнітного поля за виключенням першої і його аналітичне визначення є надто складним. Але цей опір є обов'язковим елементом проектування, в тому числі для розрахунку низки інших параметрів та характеристик таких двигунів. **Проблема.** Через це в чинних класичних методиках проектування ДРОР визначаються за спрощеною формулою з додаванням низки коефіцієнтів, табличних і графічних залежностей. У підсумку не тільки втрачається фізико-математичний сенс ДРОР, але навіть точність його розрахунку оцінити важко. **Мета** роботи полягає у порівняльній перевірці класичного проектного розрахунку ДРОР обмотки статора ТАД шляхом чисельно-польового аналізу гармонічного складу ЕРС самоіндукцій в цій обмотці і визначення на такій основі ДРОР, що розглядається. **Методика.** Гармонічний аналіз відбувається за отриманням кутових та часових дискретних функцій магнітного потокозчеплення (МПЗ) обмотки статора з їхнім формуванням двома способами: однопозиційним розрахунком магнітного поля і умовним обертанням фазних зон обмотки, або багатопозиційними розрахунками обертового магнітного поля і визначенням МПЗ нерухомих фазних зон. **Результати.** Розрахунковий аналіз виконано для дев'яти поширених варіантів ТАД, запроєктованих за єдиною класичною методикою з варіюванням їхньої потужності та кількості полюсів. **Оригінальність.** Порівняння результатів класичного і чисельно-польового розрахунків ДРОР за програмою FEMM показало їхню велику розбіжність, що віднесено до зазначених умовностей і припущень першого, тому що другий варіант позбавлений недоліків першого завдяки тому, що він враховує розміри конструкції ТАД, насичення магнітопроводу і фізико-математичну сутність параметрів і величин, що розглядаються. **Практична цінність.** Надана методика чисельно-польового аналізу і отримані результати розрахунку ДРОР обмотки статора ТАД рекомендуються як основа для удосконалення системи їхнього проектування. При цьому аналогічний підхід можна застосувати і для ДРОР обмотки ротора ТАД, але з урахуванням її особливостей. Бібл. 27, табл. 13, рис. 7.

Ключові слова: асинхронний двигун, трифазна обмотка статора, диференціальний реактивний опір розсіювання, класичне проектування, чисельно-польові розрахунки, магнітне потокозчеплення, гармонічний аналіз.

Вступ. Трифазні асинхронні двигуни (ТАД) є різноманітними і поширені в техносфері усього світу. Їхнє удосконалення завжди актуальне і відбувається за різними чинниками, в тому числі через підвищення точності і ефективності системи проектування.

Серед проектних параметрів ТАД обов'язковими і важливими є активні і реактивні опори його обмоток. При цьому до більш складних і недостатньо адекватних звичайно відносяться розрахунки індуктивних опорів їхнього розсіювання. Це стосується опорів диференціального, пазового і лобового розсіювання, для яких визначаються питомі магнітні провідності, але в класичному проектуванні, приміром в [1, 2], це відбувається за методиками з доволі наближеними формулами.

Перш за все, це характерно для диференціального реактивного опору розсіювання (ДРОР), який відображає наявність в магнітному полі у проміжку між осердями статора і ротора вищих гармонічних складових. Цей опір визначається за спрощеною емпіричною формулою, яка враховує мінімум параметрів конкретних ТАД і не зачіпає фізичної сутності гармонічного складу зазначених полів, проте вона підсилюється низкою «непрозорих» коефіцієнтів, табличних і графічних залежностей. У підсумку не тільки втрачається фізико-математичний сенс ДРОР, але навіть точність його розрахунку оцінити важко.

Проблема класичних розрахунків індуктивних опорів розсіювання полягає у тому, що їхні методики засновані на простіших моделях магнітного поля, орієнтованих на теорію магнітних кіл, яка не дає достатньо адекватних результатів через складні геометрії електромагнітної системи ТАД і, відповідно, структуру реальних магнітних полів.

В цьому сенсі наразі актуальним є перегляд консервативної класичної системи проектування ТАД на основі прямих розрахунків магнітних полів чисельними методами, для чого є відповідні програмні засоби, приміром, COMSOL Multiphysics, ANSYS Maxwell, FEMM тощо, які дозволяють при визначенні реактив-

них опорів розсіювання обмоток ТАД уникнути вимушених умовностей і спрощень.

Використання різних програмних комплексів, а також інших експериментальних і розрахункових досліджень характеристик та параметрів ТАД відображено у значній кількості робіт, наприклад, у [3–21]. Але, орієнтуючись на виконання конкретної мети, кожна з них фактично не стосується аналізу реактивних опорів обмоток ТАД. Це означає, що у таких роботах лише використовуються дані, отримані при класичному проектуванні або створенні ТАД, проте аналізу зазначених параметрів не відбувається. Тому завдання детального аналізу методики розрахунку реактивних опорів розсіювання обмоток ТАД залишається недостатньо вивченим і наразі є актуальним.

Особливо це стосується параметрів диференціального розсіювання обмоток ТАД, які є найменш дослідженими через складність фізичного процесу їхнього утворення, хоча частка цього розсіювання поміж інших його складових звичайно є переважаючою.

Метою роботи є подальший розвиток системи проектування ТАД шляхом чисельно-польового розрахункового аналізу реактивного опору диференціального розсіювання обмотки їхнього статора, а також порівняльна перевірка відповідних емпіричних формул, властивих методикам традиційних проектних розрахунків.

Аналіз останніх досліджень. Незважаючи на дуже тривалий розвиток та використання ТАД, дослідження щодо їхнього подальшого вивчення та удосконалення як таких, а також покращення роботи в системах електроприводу продовжуються в доволі широкому плані, наприклад в роботах [3–10]. І ці роботи у тій чи іншій мірі зачіпають параметри цих двигунів.

Так, в [3] для енергозбереження пропонується онлайн-оцінка параметрів ТАД з використанням розширеного фільтра Калмана. Зазначається, що для розрахунку оптимального значення струму статора для енергозбереження потрібні його точні параметри, які

© В.І. Міліх

оцінюються у режимі реального часу з використанням онлайнного оцінювача, і що це може забезпечити мінімальні втрати потужності для приводу ТАД.

Метою роботи [4] є дослідження ефективності реалізації нечіткої логіки на програмованих логічних схемах FPGA для діагностики відмов асинхронних машин при несиметрії фаз і їх обрывах. Це відбувається на основі нечіткої логіки та аналізу сигналів струму статора двигуна, його середньоквадратичного значення.

У статті [5] надана нова методика діагностики зламаних стрижнів ротора в малонавантаженої асинхронній машині в стаціонарному режимі роботи. Цей метод використовується для вирішення проблеми застосування традиційних методів, таких як алгоритм обробки сигналів перетворення Фур'є, шляхом аналізу обвідної кривої струму статора з використанням дискретного та безперервного вейвлетперетворення.

В [6] подається розробка моделі нейронної мережі, що дозволяє генерувати велику базу даних, яка може охоплювати максимально можливі несправності статора ТАД. Вони враховують коротке замикання при великих коливаннях навантаження машини. Мета також полягає в автоматизації алгоритму діагностики за допомогою класифікатора штучної нейронної мережі.

В роботі [7] виконано порівняльне дослідження способів врахування впливу процесів втрат у сталі статора асинхронної машини на параметри його робочого режиму. Це відбувається за допомогою математичного моделювання з введенням еквівалентних опорів, підключених паралельно до схеми заміщення двигуна, а також еквівалентних контурів втрат у сталі.

Стаття [8] присвячена оптимізації конструкції асинхронного двигуна з використанням багатопараметричних методів FEM. Показано, що параметри ТАД, включаючи типи пазів ротора і статора, сталеві листи осердя і матеріал обмотки ротора, оптимізовані за допомогою модуля Rmxprt в Maxwell.

В [9] обґрунтовано етапи, методологію та засоби комплексного проектування електромеханічних систем з асинхронними двигунами. Надано кількісну оцінку можливостей збільшення їхньої економічної ефективності із застосуванням комплексного проектування за критерієм максимуму доходу.

У роботі [10] розглянуто спостерігач потокозчеплення асинхронного двигуна, адаптивний до варіацій активного опору ротора. Завдяки введеному в спостерігач надлишковому оцінюванню потокозчеплень, за виконання умов персистентності збудження, забезпечуються властивості глобальної експоненціальної стійкості оцінювання компонент векторів потокозчеплення і струму статора та активного опору ротора.

Наступний цикл робіт [11–21] переважно стосується аналізу активних і реактивних параметрів обмотки статора, використання і удосконалення схем заміщення ТАД, оперування з ними.

У роботі [11] досліджуються реактивні (індуктивні) опори розсіювання і активні опори обмоток ТАД з метою подальшого розвитку системи проектування ТАД шляхом чисельно-польового розрахункового аналізу активних і реактивних опорів обмоток ТАД у всьому діапазоні зміни його ковзання, і розрахунок механічної характеристики ТАД для підтвердження адекватності розрахунків цих опорів. Опори обмоток ТАД визначаються чисельними розрахунками магніт-

них полів розсіювання програмою FEMM, а в стрижні короткозамкненого ротора – з витісненням струму.

В статті [12] досліджуються магнітні поля і відповідні магнітні провідності пазового розсіювання обмотки статора ТАД для порівняльної перевірки аналітичних формул з різних методик класичного проектування. Чисельно-польовим методом показано, що класична методика проектування може давати як достатньо точні результати, так і неприпустимі похибки у визначенні магнітних провідностей пазового розсіювання ТАД.

У роботі [13] наголошується, що глибоке розуміння параметрів асинхронної машини є необхідним практично для всіх методів керування програмами, щоб підтримувати високоякісні динамічні та стаціонарні характеристики приводу. У цьому дослідженні представлено метод прогнозування параметрів асинхронної машини під час запуску без використання будь-яких припущень. Для оцінки параметрів використовуються миттєві форми сигналів напруги та струму, записані під час прямого запуску. Так можуть бути незалежно визначені усі шість основних електричних параметрів асинхронних машин.

У статті [14] описано новий спрощений метод для оцінки параметрів еквівалентної T-схеми заміщення асинхронних двигунів, який базується виключно на таблиці даних виробника та на синергетичній взаємодії чисельного та аналітичного безрозмірного підходу з використанням теореми Тевенена. Це забезпечує точні та стійкі результати для широкого діапазону швидкостей обертання та потужності асинхронних двигунів.

Робота [15] також присвячена оцінці параметрів еквівалентної схеми ТАД. Ці параметри необхідні для багатьох досліджень продуктивності та планування за участю цих двигунів. Для їхньої оцінки запропоновано ітераційний метод, який використовує лише дані паспортної таблиці двигуна.

У [16] наголошується, що для контролювання обертального моменту у високопродуктивних операціях у широкому діапазоні швидкостей алгоритмами векторного керування, параметри еквівалентної схеми асинхронного двигуна повинні бути точно відомі. Метод оцінювання базується на інформації з даних виробника і принципах розв'язування нелінійних рівнянь, отриманих із схеми заміщення такого двигуна.

Стаття [17] присвячена ідентифікації параметрів асинхронного двигуна в стані зупину. Проаналізовано комплексну процедуру ідентифікації, яка описує метод надійного визначення характеристик насичення основного потоку та перехідних процесів при випробуванні параметрів з боку ротора. Вплив насичення основного потоку вивчено за результатами випробувань перехідних процесів і визначених параметрів ротора. Процедура ідентифікації підтверджується за допомогою експериментів з використанням конкретних асинхронних двигунів.

Як спроектувати ТАД із бажаними характеристиками та як реалізувати високоєфективне управління для конкретного ТАД, це завжди було гарячою темою для багатьох дослідників, зазначається в [18]. Незалежно від того, яка технологія керування використовується для досягнення високопродуктивного приводу ТАД, це залежить від глибокого розуміння параметричних характеристик двигуна та їх точного отримання. Запропоновано ефективний метод визначення для підвищен-

ня точності параметрів еквівалентної схеми для асинхронних двигунів шляхом поєднання нероторного випробування з випробуванням подвійним навантаженням і використання цього методу для вимірювання та аналізу параметричних характеристик ТАД.

У статті [19] представлено дослідження ступеня дисбалансу та коефіцієнта диференціального магнітного розсіювання електричних машин, обладнаних багатофазними обмотками. Аналіз було проведено для 4800 комбінацій між пазами/полюсами/фазами/шарами, розглядаючи зміни фактору розсіювання для кожної умови з визначенням оптимальної зони для мінімізації розсіювання. Отримані результати демонструють, що коефіцієнт розсіювання може бути значно зменшений за допомогою застосування злегка асиметричних обмоток.

У статті [20] надано точний і простий метод визначення диференціальних коефіцієнтів розсіювання в багатофазних електричних машинах змінного струму з несиметричними обмотками. Метод ґрунтується на властивостях багатокутників Гьоргеса, які використовуються для перетворення нескінченного ряду, що виражає диференціальний коефіцієнт розсіювання, у кінцеву суму, щоб значно спростити обчислення.

Робота [21] знайомить з оцінкою параметрів ТАД на основі алгоритму диференціальної еволюції, спрямованого на оцінку його електричних і механічних параметрів. Проведено порівняльне дослідження результатів при використанні трьох різних вхідних сигналів. Такий алгоритм здатний оцінювати параметри еквівалентної електричної схеми, такі як опори статора та ротора та індуктивності розсіювання, індуктивність намагнічування, а також механічні параметри, такі як момент інерції та коефіцієнт тертя.

Об'єкт дослідження. Для узагальнення досліджень ДРОП вони виконуються для низки варіантів ТАД, спільними у яких є номінальні фазна напруга $U_{sN} = 220$ В і частота $f_s = 50$ Гц; відповідно кількість фаз $m_s = 3$.

Базовим прийнято чотириполосний ТАД номінальною потужністю $P_N = 7,5$ кВт, який цікавий тим, що є тестовим об'єктом в методиці проектування [1], яка досі поширена на підприємствах і у вищих навчальних закладах відповідного профілю.

Усього розглядається дев'ять аналогічно запроєктованих варіантів ТАД з варійованою потужністю 4; 7,5 і 11 кВт, кожний з яких розглядається при кількості пар полюсів p , рівною 1, 2 і 3.

Двигуни з такими параметрами є доволі поширеними у сучасному виробництві ТАД загальнопромислового виконання [22, 23]. Таким чином, дев'ять прийнятих варіантів дозволять достатньо повно продемонструвати результати розрахунків за прийнятою тут чисельно-польовою методикою і порівняти їх із результатами за класичною методикою.

Основні проєктні параметри обраних варіантів ТАД надані в табл. 1. Вони отримані за класичною методикою [1], яка перетворена на авторський скрипт Lua, що входить до єдиного програмного комплексу на основі програми FEMM [24]. Цей скрипт протестований на зазначеному базовому варіанті ТАД, що включає проєктні помилки різного походження.

В табл. 1 позначені параметри ТАД: h – висота осі обертання, d_s , l_s – внутрішній діаметр розточення

осердя статора і його аксіальна довжина; δ – повітряний проміжок; q_s – кількість пазів на полюс і фази статора; N_s – кількість послідовних витків в фазній обмотці; Q_s , Q_r – кількості пазів статора і ротора; I_{sN} – номінальний фазний струм статора.

Таблиця 1

Найважливіші проєктні дані ТАД										
P_N	p	h	d_s	l_s	δ	q_s	Q_s	N_s	Q_r	I_{sN}
кВт	–	мм	мм	мм	мм	–	–	–	–	А
4	1	100	96	110	0,45	4	24	132	19	7,92
	2	100	109	145	0,30	3	36	144	28	8,74
	3	112	134	140	0,30	3	54	171	51	9,29
7,5	1	112	109	140	0,50	4	24	88	19	15,42
	2	132	147	120	0,35	3	36	126	34	15,31
	3	132	158	155	0,35	3	54	135	51	15,94
11	1	132	129	135	0,60	4	24	76	19	22,23
	2	132	147	165	0,35	3	36	90	34	22,26
	3	160	192	135	0,40	3	54	126	51	22,85

Загальне компонування ТАД надано на рис. 1.

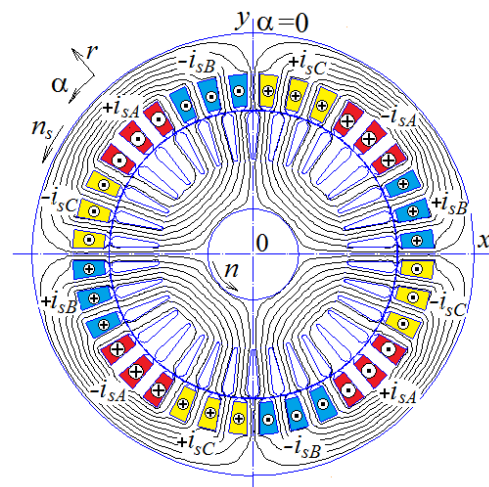


Рис. 1. Електромагнітна система ТАД з розподілом струмів в його обмотках і картиною силових ліній магнітного поля обмотки статора

Обмотка статора одношарова, діаметральна, що характерно для ТАД зазначених потужностей, обмотка ротора короткозамкнена лита з алюмінієвого сплаву. В даному ТАД застосовані поширені форми пазів статора і ротора загальнопромислових ТАД [1, 2, 22, 23], які показано на рис. 1.

Проєктна методика визначення диференціального індуктивного опору обмотки статора ТАД. Для прозорості виконуваних досліджень сперш наводяться класична методика розрахунку ДРОП за [1] та результати, отримані нею.

Коефіцієнт магнітної провідності диференціального розсіювання

$$\lambda_{sd} = 0,9 \frac{(\tau_s \cdot K_{Ws})^2 \cdot K_{rdm} \cdot K_{ns} \cdot K_{difs}}{\delta \cdot K_C}, \quad (1)$$

де $K_{ns} = 1 - \frac{0,033 \cdot b_{s1}^2}{\tau_s \cdot \delta}$ – коефіцієнт, що враховує

вплив відкриття пазів статора; b_{s1} – ширина шліца його пазів; τ_s – зубцовий крок статора; K_{difs} – коефіцієнт диференціального розсіювання статора, що дорівнює відношенню сумарної ЕРС від вищих гармонік магнітного поля статора до ЕРС від першої гармоніки,

визначається за табл. 2; $K_{r\,dm}$ – коефіцієнт демпфування реакції струмів, наведених в короткозамкненій обмотці ротора вищими гармоніками магнітного поля статора, визначається за табл. 3 для заданих варіантів ТАД; K_{W_s} – обмотковий коефіцієнт статора; K_c – коефіцієнт повітряного проміжку.

Таблиця 2

Визначення коефіцієнту диференціального розсіювання статора

q_s	2	3	4	5	6
$K_{dif\,s}$	0,0285	0,0141	0,0089	0,0065	0,0052

Таблиця 3

Визначення коефіцієнту демпфування реакції струмів обмотки ротора (фрагмент загальної таблиці)

q_s	Значення $K_{r\,dm}$ при Q_r / p				
	10	15	20	25	30
3	0,98	0,93	0,88	0,85	–
	0,92	0,87	0,84	0,78	
4	–	0,90	0,84	0,8	0,77
		0,81	0,77	0,75	0,72
Значення: у чисельнику – при скосі пазів ротора, в знаменнику – за відсутністю скосу.					

Дані для формули (1) для усіх варіантів ТАД відповідно до табл. 1 зібрано у табл. 4.

Власне коефіцієнт провідності диференціального розсіювання λ_{sd} обмотки статора разом з іншими аналогічними величинами надано в табл. 5, де позначено: λ_{sn} , λ_{sfh} – коефіцієнти магнітної провідності пазового і лобового розсіювання; λ_{cs} – сумарний коефіцієнт розсіювання; R_s , X_{cs} – повні активний і реактивний опори обмотки статора в номінальному режимі роботи ТАД, а також X_{sd} – реактивний опір диференціального розсіювання.

Таблиця 4

Дані для проектного розрахунку коефіцієнта магнітної провідності диференціального розсіювання ТАД

P_N	p	τ_s	b_{s1}	K_c	K_{W_s}	$K_{r\,dm}$	$K_{n\,s}$	K_{dif}
кВт	–	мм	мм	–	–	–	–	–
4	1	12,6	3,0	1,204	0,958	0,852	0,95	0,0089
	2	9,5	3,0	1,349	0,960	0,940	0,90	0,0141
	3	7,8	3,2	1,521	0,960	0,910	0,86	0,0141
7,5	1	14,3	3,2	1,179	0,958	0,852	0,95	0,0089
	2	12,8	3,5	1,283	0,960	0,910	0,91	0,0141
	3	9,2	3,5	1,433	0,960	0,910	0,88	0,0141
11	1	16,9	3,5	1,150	0,958	0,852	0,96	0,0089
	2	12,8	3,5	1,283	0,960	0,910	0,91	0,0141
	3	11,2	3,8	1,360	0,960	0,910	0,89	0,0141

Таблиця 5

Розраховані проектні опори ТАД

P_N	p	λ_{sn}	λ_{sd}	λ_{sfh}	λ_{cs}	R_s	X_{sd}	X_{cs}
кВт	–	в.о.	в.о.	в.о.	в.о.	Ом	Ом	Ом
4	1	1,261	1,729	1,805	4,794	1,771	0,654	1,815
	2	1,377	2,200	0,704	4,281	1,842	0,871	1,695
	3	1,521	1,215	0,676	3,413	2,103	0,437	1,226
7,5	1	1,257	2,060	1,575	4,892	0,744	0,441	1,047
	2	1,365	3,55	1,089	6,014	0,834	0,893	1,508
	3	1,532	1,573	0,704	3,809	0,941	0,390	0,945
11	1	1,254	2,487	1,884	5,625	0,452	0,383	0,866
	2	1,355	3,559	0,789	5,704	0,487	0,626	1,004
	3	1,653	2,180	0,958	4,791	0,673	0,410	0,901

Зауважимо, що відносне значення коефіцієнта провідності диференціального розсіювання λ_{sd} у λ_{cs} складає частку у межах 0,361–0,624, що показує високу питому вагу цього типу розсіювання на тлі інших його типів.

Індуктивний опір розсіювання фазної обмотки статора розраховується за відомою формулою [1]:

$$X_{cs} = 1,58 \cdot \frac{f_s \cdot l_s \cdot N_s^2 \cdot \lambda_{cs}}{p \cdot q_s \cdot 10^8}, \quad (2)$$

а реактивний опір диференціального розсіювання X_{sd} – за аналогічною формулою при заміні λ_{cs} на λ_{sd} .

Надання в табл. 5 активного опору R_s обмотки статора поряд з повним її реактивним опором X_{cs} свідчить про їхню сумірність і вагомість обох у розрахунку важливих експлуатаційних параметрів і характеристик ТАД та їхніх режимів роботи [1, 2].

Чисельно-польові розрахунки параметрів диференціального розсіювання обмотки статора ТАД. Фізично прозорий шлях до ДРОП пролягає через прямий розрахунок гармонічного складу ЕРС обмотки статора, які визначаються безпосередньо через часові функції її власного магнітного потокозчеплення (МПЗ) [25]. Все це в найбільш достовірній формі можна зробити на основі чисельних розрахунків відповідних магнітних полів саме обмотки статора.

Ці магнітні поля в ТАД розраховуються в популярному безкоштовному програмному пакеті FEMM [24]. Зважаючи на багатоваріантні комплексні розрахунки, які містять проектування ТАД, побудову його фізико-геометричної моделі в програмному середовищі FEMM, керування розрахунками магнітного поля, визначення часових функцій МПЗ і ЕРС та їхній гармонічний аналіз, всі вони були автоматизовані. Для цього за прикладом в [26] й інших авторських робіт створений єдиний скрипт на алгоритмічній мові Lua, інтегрованої до програми FEMM.

Програма FEMM розв'язує велику систему алгебраїчних рівнянь, які сформовані на основі методу скінчених елементів і диференціального рівняння, що описує магнітне поле в поперечному перерізі електромагнітної системи ТАД, а саме [24]:

$$\nabla \times \left[\frac{1}{\mu(B)} \nabla \times (\vec{k} A_z) \right] = \vec{k} J_z, \quad (3)$$

де J_z , A_z – аксіальні складові векторів густини струму і векторного магнітного потенціалу (ВМП); μ – магнітна проникність, залежна від магнітної індукції B ; \vec{k} – орт за аксіальною віссю z .

Для обмеження зони розрахунку ТАД, яка надана на рис. 1, на зовнішній поверхні осердя статора для ВМП задається гранична умова Діріхле, тобто $A_z = 0$.

Особливістю даного дослідження є те, що для визначення диференціального індуктивного опору обмотки статора основою є розрахунок магнітного поля саме цієї обмотки при наявності в неї симетричної трифазної системи фазних струмів

$$\begin{aligned} i_{sA} &= I_{ms} \cos(\omega t); \\ i_{sB} &= I_{ms} \cos(\omega t - 2/3 \pi); \\ i_{sC} &= I_{ms} \cos(\omega t + 2/3 \pi), \end{aligned} \quad (4)$$

де $I_{ms} = \sqrt{2} \cdot I_s$ – амплітуда струмів; I_s , $\omega = 2\pi f_s$ – їхні діюче значення і кутова частота; t – час.

При формуванні системи струмів (4) в конкретних розрахунках магнітних полів виникає питання вибору розрахункового діючого значення струму I_s .

Орієнтиром для розрахунків прийнято те, щоб насичення магнітної системи ТАД було такого рівня, як і в його номінальному режимі роботи. Відповідно для обмотки статора як перше наближення береться значення струму режиму ідеалізованого неробочого ходу (ІНХ), яке забезпечує цю умову. Природно, що струми в обмотці ротора в цьому режимі відсутні.

В моделі на рис. 1 показано прийнятий розподіл фазних зон обмотки статора, а значення фазних струмів в них задаються за (4) для конкретних моментів часу. Так при $t = 0$ маємо відповідні миттєві значення струмів: $i_{sA}=I_{ms}$; $i_{sB}=i_{sC}=-0,5I_{ms}$, а також позначені їхні напрямки в зазначений момент часу.

Умовний розподіл струмів по пазах обмотки статора показано на рис. 2 як дискретну функцію по кутовій координаті α , яка позначена на рис. 1, та по полюсних кроках τ_p . Мають сенс точки, які відображають струми в пазах, а з'єднувальні лінії проведені для наочності структури струмів.

Для програми FEMM чисельне розв'язання рівняння (1) методом скінчених елементів є тривіальною задачею. У результаті в поперечному перерізі ТАД отримуються розподіл ВМП, який на рис. 1 дає картину силових ліній магнітного поля в режимі ідеалізованого неробочого ходу. Тут і далі поточні ілюстрації надаються на прикладі прийнятої базової моделі ТАД.

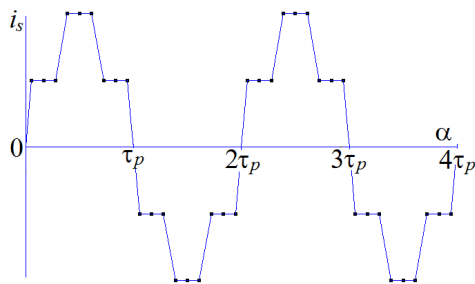


Рис. 2. Кутовий дискретний розподіл струмів i_s обмотки статора ТАД по його пазах на розгортці циліндричної поверхні у проміжку

Черговим кроком розрахунків є визначення магнітного потокозчеплення (МПЗ) фазної обмотки статора, в якості якої як звичайно приймається фазна обмотка A зі струмом i_{sA} . Для МПЗ в програмі FEMM і скрипті Lua є відповідні процедури. Але необхідним є не одне якесь значення МПЗ, а його кутова, а потім і часова функція.

Для цього є два шляхи розрахунків: швидкий і тривалий, які розглянемо почергово.

Швидкий метод формування часових функцій МПЗ і ЕРС є доречним на початковому етапі чисельно-польових досліджень ДРОР.

У цьому разі спочатку отримуються кутова функція МПЗ після одноразового розрахунку магнітного поля при $t = 0$, картина якого вже показана на рис. 1 і відповідає фіксованому розподілу ВМП.

Конкретно, за розподілом ВМП в поперечному перерізі ТАД робиться «збір» значень МПЗ фазної обмотки A при почерговому виділенні «маски» фазної зони з її переміщенням в кутовому напрямку по пазовій структурі статора.

На рис. 3 показана послідовність таких дій з переміщення «маски» в межах двох полюсних кроків, що відповідає періоду кутової функції МПЗ.

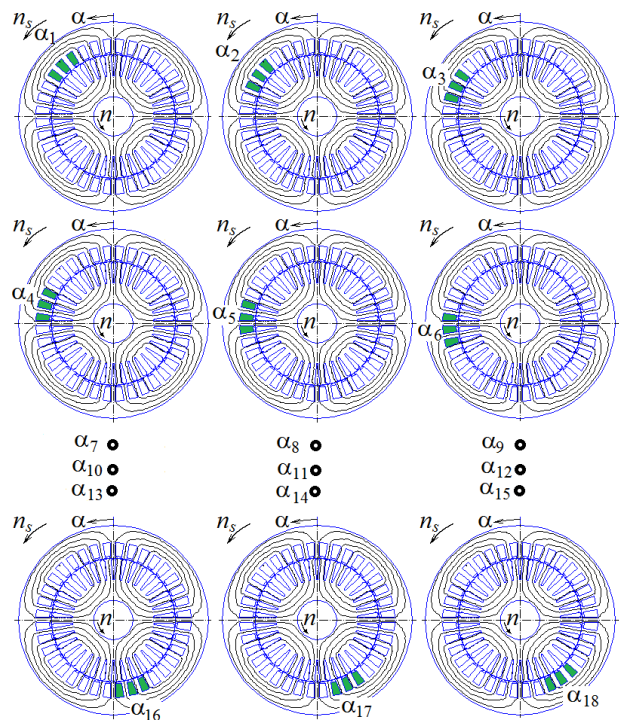


Рис. 3. Процес переміщення «маски» фазної зони обмотки статора для збору МПЗ у межах періоду його кутової функції на тлі розрахованого магнітного поля

В кожній виділеній позиції командами Lua $A_k=\text{mo_blockintegral}(1)$ і $S_k=\text{mo_blockintegral}(5)$ зчитуються поверхневий інтеграл ВМП і площа виділеного блоку стрижнів, що надає можливість визначення МПЗ умовної фазної зони з номером k :

$$\Psi_k = N_s A_k / S_k. \quad (5)$$

Таким чином з'являється дискретна кутова функція МПЗ

$$\Psi_k(\alpha_k); \quad \alpha_k = (k-1)\tau_s; \quad k = 1, 2, 3, \dots, K, \quad (6)$$

де k – лічильник положень умовно переміщуваної «маски» фазної зони; $K=Q_s/p$ – кількість таких положень у межах двох полюсних кроків τ_p , що є періодом T функції (6); $\tau_s=360^\circ/Q_s$ – зубцевий крок статора.

Отриманий числовий масив МПЗ надано в табл. 6.

Таблиця 6

Кутова дискретна функція МПЗ Ψ_k фазних зон фазної обмотки A в 18 кутових позиціях, В6

k	1	2	3	4	5	6
Ψ_k	0,4858	0,4555	0,3708	0,2418	0,0840	-0,0840
k	7	8	9	10	11	12
Ψ_k	-0,2418	-0,3707	-0,4554	-0,4858	-0,4512	-0,3644
k	13	14	15	16	17	18
Ψ_k	-0,2366	-0,0819	0,0819	0,2366	0,3644	0,4512

Кутової функції $\Psi_k(\alpha_k)$ на двох полюсних кроках, тобто на її періоді (табл. 6), в принципі достатньо для уявлення про її сутність, але для першої спроби аналогічні дії було виконано ще на двох полюсних кроках і результат повністю повторився. Отримана дискретна функція Ψ продемонстрована на рис. 4.

Кутова дискретна функція МПЗ $\Psi_k(\alpha_k)$ фазних зон за табл. 6 перетворюється в аналогічну функцію для фазної обмотки A цілком на її періоді:

$$\Psi_{s,k} = \Psi_k(\alpha_k) - \Psi_{k+K/2}(\alpha_k + \tau_p); \quad k = 1, 2, 3, \dots, K. \quad (7)$$

Тут враховується, що вітки обмотки утворюються провідниками у фазних зонах з різними напрямками струмів, розташованих через полюсний крок τ_p . Окрім того, отримуються усереднення значень МПЗ фазних зон, розташованих через два полюсні кроки, завдяки чому замість функції Ψ за рис. 4 на двох періодах отримується усереднена функція МПЗ Ψ_s на одному періоді у межах двох полюсних кроків. Ця функція проілюстрована на тому ж рис. 4.

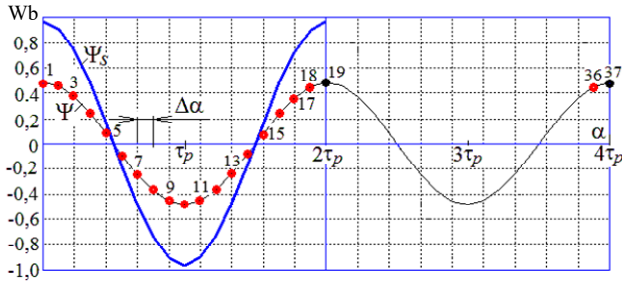


Рис. 4. Кутова функція МПЗ фазних зон половини фазної обмотки – Ψ і фазної обмотки повністю – Ψ_s

Вийшло, що кутова функція МПЗ близька до косинусоїди, як і часові функції фазних струмів (4), але від кутової функції розподілу струмів по пазах (рис. 2) принципово відрізняється. Проте в теорії ТАД на основі ступінчастої функції струмів статора $i_s(\alpha)$ прийнято формувати аналогічні функції розподілу магнітотривної сили (МРС) у проміжку, далі – магнітної індукції і магнітних потоків. І все це покладено в основу гармонічного аналізу магнітних і електричних величин, в тому числі – ЕРС в фазних обмотках статора.

Але неадекватність цього підходу показана в [27] на прикладі трифазної обмотки статора турбогенератора. Це підтверджує практично гармонічна функція МПЗ (рис. 4), від якої до аналогічної, але часової, функції ЕРС залишився лише один крок.

Функція Ψ_s (7) є періодичною, тому підлягає розкладанню в гармонічний ряд Фур'є на її періоді у два полюсні кроки (див. рис. 4), на яких розраховано МПЗ у K точках (їхня конкретна кількість у даному ТАД дорівнює 18, а точка 19 вже входить до наступного періоду і повторює точку 1).

Розкладання починається з визначення синусних та косинусних амплітуд гармонічних складових:

$$s_v = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K \Psi_k \sin(v\alpha_k); \quad c_v = \frac{2}{K} \sum_{k=1}^K \Psi_k \cos(v\alpha_k), \quad (8)$$

де v – номер поточної гармоніки; k – номер кутової позиції на рис. 3 і 4; α_k – її кутова координата.

Відомо з математичних основ, що допускається максимальна кількість гармонік $N_g = K/2$.

Зважаючи на те, що для струмів обмотки статора прийнято косинусні функції (4), то і для МПЗ за коефіцієнтами (8) теж визначається гармонічний ряд косинусних функцій:

$$\Psi = \sum_{v=1,3,5\dots}^{N_g} \Psi_{mv} \cos(v\alpha + \gamma_{\Psi v}), \quad (9)$$

де до цього ряду для кожної гармоніки входять такі амплітуда і аргумент (початкова фаза):

$$\Psi_{mv} = \sqrt{s_v^2 + c_v^2}; \quad \gamma_{\Psi v} = -\arctg \frac{s_v}{c_v}. \quad (10)$$

Кутова функція (9) перетворюється на часову функцію за співвідношенням $\alpha = \Omega_s t$, де $\Omega_s = \omega/p$ – кутова швидкість обертового магнітного поля ТАД. У підсумку для МПЗ виходить гармонічна часова функція, яка відповідає нерухомій фазній обмотці $A-A'$:

$$\Psi = \sum_{v=1,3,5\dots}^{N_g} \Psi_{mv} \cos(v\omega t + \gamma_{\Psi v}). \quad (11)$$

Зазначимо, що в (9) величини $v\alpha$ та $\gamma_{\Psi v}$ вимірюються в куткових радіанах або градусах, а в (11) величини $v\omega t$ та $\gamma_{\Psi v}$ вимірюється в електричних радіанах або градусах, зважаючи на відомий перехід геометричних кутів α у електричні α_{el} , тобто $\alpha_{el} = p\alpha$.

Від функції МПЗ (11) на підставі закону електромагнітної індукції за загальним виразом $e = -d\Psi/dt$ робиться перехід до гармонічної часової функції ЕРС фазної обмотки статора:

$$e_s = \sum_{v=1,3,5\dots}^{N_g} v\omega \Psi_{mv} \cos(v\omega t + \gamma_{\Psi v} - \pi/2). \quad (12)$$

В цій формулі виділяються амплітуда ЕРС v -тої гармоніки

$$E_{mv} = v\omega \Psi_{mv} \quad (13)$$

та відповідна її початкова фаза

$$\gamma_{ev} = \gamma_{\Psi v} - \pi/2. \quad (14)$$

Також за відомим співвідношенням для синусоїдної функції через амплітуду отримується діюче значення ЕРС v -тої гармоніки, а саме:

$$E_{sv} = \sqrt{2} \pi f_s v \Psi_{mv}, \quad (15)$$

де враховано, що кутова частота $\omega = 2\pi f_s$; f_s – частота електромагнітних величин в ТАД.

Кутові функції (6) і (7) відповідно табл. 6 і рис. 4 мають півперіодичну асиметрію:

$$\Psi_{s,k}(\alpha_k) = -\Psi_{s,k}(\alpha_k + \tau_p); \quad k = 1, 2, 3, \dots, K, \quad (16)$$

тому гармонічні ряди (9), (11) і (12) містять тільки непарні гармоніки.

За наданою методикою у вигляді формул (5)–(15) зроблена на скрипті Lua відповідна програмна реалізація формування та розкладання періодичної функції МПЗ в гармонічний ряд Фур'є і отримання аналогічної функції ЕРС.

Визначення намагнічувального струму обмотки статора. Як зазначено, розрахунки магнітного поля виконуються в режимі ІНХ за умови насичення магнітопроводу, еквівалентного номінальному режиму. Для цього в структуру розрахунків після проектування ТАД уведений пошук відповідного струму. Це відбувається ітераційним шляхом за умови виходу на номінальну напругу обмотки статора U_{sN} .

Як початкове значення струму для першої ітерації береться проектне значення намагнічувальної складової струму обмотки статора I_{s0} , що дорівнює 5,65 А.

Після розрахунку магнітного поля за наведеною методикою визначаються часова функція МПЗ (11) і далі ЕРС (12), для яких виділяються і використовуються перша гармоніка, а саме, для ЕРС – її діюче значення E_{s1} (15) і початкова фаза γ_{e1} (14).

Цього достатньо, щоб в символічному вигляді відповідно рівнянню рівноваги напруг в контурі фазної обмотки статора визначити комплекс фазної напруги

$$\underline{U}_s = -\underline{E}_{s1} + \underline{U}_{Rs} + \underline{U}_{sdif} + \underline{U}_{safh}, \quad (17)$$

де застосовано комплекси: ЕРС $\underline{E}_{s1} = E_1 e^{j\gamma_{e1}}$; падіння напруги на активному опорі обмотки статора $\underline{U}_{Rs} = R_s I_{so}$ та на індуктивних опорах її диференціального $\underline{U}_{sdif} = jX_{sd} I_{so}$ і лобового $\underline{U}_{safh} = jX_{safh} I_{so}$ розсіювання (індуктивний опір пазового розсіювання вже враховуються в ЕРС \underline{E}_{s1} завдяки визначенню повного МПЗ обмотки статора (5) у межах її активної частини на довжині осердь ТАД); комплекс струму обмотки статора має вигляд $I_{so} = I_{so}$ через те, що для нього прийнята нульова початкова фаза.

Після визначення напруги на поточній ітерації на наступній намагнічувальний струм коригується за лінійною інтерполяцією, і все повторюється до зведення відхилення напруги dU_s від її номіналу до допустимого рівня. Проходження ітераційного процесу ілюструється в табл. 7, де n_i – номер ітерації.

Таблиця 7
Зміни намагнічувального струму в ітераційному процесі виведення напруги на номінальне значення

n_i	I_{so}, A	U_s, B	dU_s, B
0	5,65	240,9	20,86
1	5,16	224	4,01
2	5,05	221,2	1,25
3	4,99	219,9	-0,06
4	4,99	220	0

В даному прикладі є наочним, що при проектному значенні намагнічувального струму напруга доволі сильно відхиляється від номіналу, що є наслідком застосування в проекті магнітного розрахунку на основі теорії магнітних кіл. Але ітераційний процес показав, що для роботи з номінальною напругою, а значить при відповідному насиченні магнітопроводу ТАД, намагнічувальний струм повинен дорівнювати 4,99 А. Саме це значення I_{so} використовується для подальших розрахунків тестового ТАД в режимі ІНХ і визначення його ДРОР.

В результаті подальших розрахунків і гармонічного аналізу кутових функцій МПЗ та ЕРС на періоді отримуються такі розрахункові дані: амплітуда і початкова фаза першої гармоніки МПЗ $\Psi_{m1} = 0,9640$ Вб; $\gamma_{\Psi1} = 0$; діюче значення та початкова фаза цієї ж гармоніки ЕРС $E_{s1} = 214,1$ В; $\gamma_{e1} = -90^\circ$.

Гармонічний склад цих величин у відносних одиницях (в.о.) надано в табл. 8 (за базу прийнято значення їхніх перших гармонік), а дозволена кількість гармонік N_g склала 9.

Таблиця 8
Гармонічний склад МПЗ і ЕРС

v	–	1	3	5	7	9
Ψ_{mv}	в.о.	1,000	0,0047	0,0017	0,0010	0,0009
E_{mv}	в.о.	1,000	0,0141	0,0087	0,0070	0,0078
E_{sv}	В	214,1	3,02	1,87	1,51	1,68

У цілому, гармонічний склад оцінюється коефіцієнтом викривлення (на прикладі ЕРС)

$$d_{distE} = \sqrt{\sum_{v=1}^{N_g} E_{mv}^2} / E_{m1}, \quad (18)$$

який для функцій МПЗ і ЕРС отримав відповідні значення: $d_{dist\Psi} = 1,0000$; $d_{distE} = 1,0002$.

З урахуванням усього визначеного гармонічного складу знаходяться еквівалентне діюче значення фазної ЕРС обмотки статора

$$E_s = \sqrt{\sum_{v=1,3,5,\dots}^{N_g} E_{sv}^2}, \quad (19)$$

а також диференціальна ЕРС, яка складається тільки з вищих гармонік,

$$E_{sdif} = \sqrt{\sum_{v=3,5,\dots}^{N_g} E_{sv}^2}. \quad (20)$$

Остання ЕРС дозволяє визначити шуканий диференціальний індуктивний опір фазної обмотки статора:

$$X_{sdif} = \frac{E_{sdif}}{I_{so}}. \quad (21)$$

Розрахунки за формулами (19)–(21) дали результати: $E_s = 214,2$ В; $E_{sdif} = 4,21$ В; $X_{sdif} = 0,84$ Ом.

Якщо порівняти отриманий диференціальний індуктивний опір $X_{sdif} = 0,84$ Ом з його проектним значенням $X_{sd} = 0,893$ з табл. 5, то можна подумати про близькість двох варіантів розрахунку.

Але це доти, доки аналогічні розрахунки ще не виконано для усіх запланованих варіантів ТАД (табл. 1): усі отримані результати наведено в табл. 9, де для різних варіантів відповідно до їхніх даних кількість доступних гармонік N_g складала 9 або 11.

Таблиця 9
Диференціальні параметри ТАД, отримані одноразовим чисельно-польовими розрахунком магнітного поля

P_N	p	I_{so}	Ψ_{m1}	E_{s1}	E_s	E_{sdif}	X_{sdif}
кВт	–	А	Вб	В	В	В	Ом
4	1	2,56	0,9747	216,5	216,5	1,99	0,78
	2	3,84	0,9700	215,5	215,7	10,16	2,65
	3	6,34	0,9691	215,3	215,8	14,54	2,29
7,5	1	4,39	0,9749	216,6	216,6	1,99	0,45
	2	4,99	0,9640	214,1	214,2	4,21	0,84
	3	7,99	0,9694	215,3	215,6	10,01	1,25
11	1	5,95	0,9723	216,0	216,0	2,05	0,34
	2	7,17	0,9655	214,5	214,5	4,25	0,59
	3	9,06	0,9658	214,6	214,6	6,33	0,70

До даних табл. 9 відмітимо, що коефіцієнти викривлення знаходяться у межах: $d_{dist\Psi} = 1,0000$ – $1,0002$; $d_{distE} = 1,0000$ – $1,0023$, тобто відповідні кутові функції МПЗ і ЕРС, як на рис. 4, є близькими до їхніх перших гармонік. Про це ж свідчить і близькість значень E_{s1} та E_s .

Що ж стосується головної величини, яка тут розглядається, тобто диференціальний реактивний опір розсіювання, то його значення X_{sd} та X_{sdif} , отримані різними методами в табл. 5 і табл. 9, можуть бути як близькими, так і суттєво розходитись.

Це свідчить про відсутність суворої детермінованості емпіричної формули (1) і низки коефіцієнтів, які входять до неї.

У той же час чисельно-польовий метод не має таких вад, тому що має менше вагомих умовностей і припущень. Але у розглянутому вигляді у ньому є також і серйозний недолік, а саме – невелика кількість гармонік, що пов'язана з обмеженою кількістю розрахункових позицій (див. рис. 3) через наявну кількість пазів статора на двох полюсних кроках, тобто на періоді функцій МПЗ і ЕРС.

Щоб розв'язати виявлену проблему, потрібно залучити більш точний метод розрахунку. І таким методом знову прийнятий чисельно-польовий, але такий, який дозволяє залучити до розрахунків бажану кількість розрахункових позицій i , відповідно, кількість гармонік.

Тривалий метод формування часових функцій МПЗ і ЕРС є доречним на прикінцевому етапі чисельно-польових досліджень ДРОР.

У даному разі розглядається безпосередньо часова функція МПЗ обмотки статора без його попередньої кутової функції.

Для отримання часової функції МПЗ проводяться по чергово багатопозиційні розрахунки магнітного поля, що показано в [25, 27], для часового ряду з кроком Δt :

$$t_k = \Delta t (k-1); \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (22)$$

де K – кількість позицій, що дозволяє сформувати часову функцію на заданому часовому інтервалі.

Підставляючи ці значення t_k в (4), отримуємо відповідні зміни фазних струмів статора i_s та їхню хвилю, що переміщується на кутові кроки $\Delta\alpha = \Omega_s \Delta t$, де $\Omega_s = 2\pi f_s / p$ – вже згадана кутова швидкість обертового магнітного поля.

Розрахунок струмів статора (4) в задані миті часу (22), а також обчислення і збір значень МПЗ (5) робилися при роботі програми FEMM автоматично з використанням вже згаданої програми на мові Lua.

У даному разі магнітне поле обертається, а фазні зони для збору значень МПЗ нерухомі, що частково подається на рис. 5.

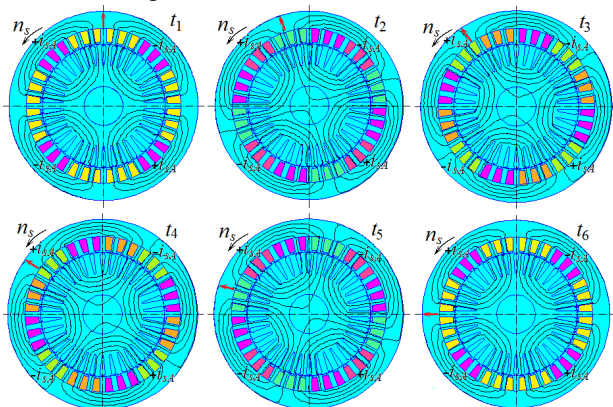


Рис. 5. Картини обертового магнітного поля обмотки статора в фіксовані моменти часу: $t_1=0$; $t_2=0,1T$; $t_3=0,2T$; $t_4=0,3T$; $t_5=0,4T$; $t_6=0,5T$

Як і раніше, виділення фазних зон робилося для фазної обмотки A (див. рис. 1), але в такій черзі, що пояснює рис. 6.

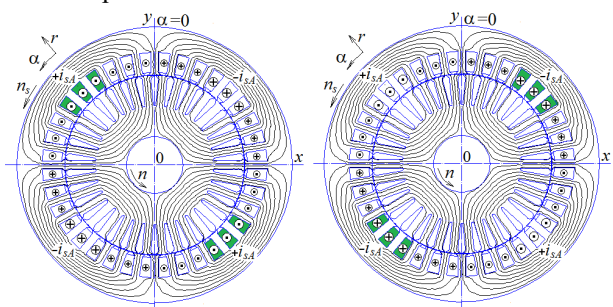


Рис. 6. Виділення фазних зон обмотки статора для отримання МПЗ фазної обмотки статора

Спочатку виділяються фазні зони з умовним позитивним напрямком струму $+i_{sA}$ і отримується їхнє МПЗ Ψ_{is+} , потім виділяються фазні зони з умовним негативним напрямком струму $-i_{sA}$ і отримується їхнє МПЗ Ψ_{is-} .

У підсумку виходить часова дискретна функція МПЗ фазної обмотки статора ТАД у конкретні миті часу зі зміною їхнього номера k :

$$\Psi_{s,k} = \Psi_{is+,k} - \Psi_{is-,k}; \quad t_k; \quad k = 1, 2, 3, \dots, K. \quad (23)$$

Далі все відбувається як і у попередньому методі розрахунку, тобто за формулами (10)–(15), починаючи з гармонічного розкладання дискретної часової функції (23) замість аналогічної функції (9).

Визначено, що достатньо покроково (22) проходити один полюсний крок ТАД τ_p , що буде відповідати половині періоду T часової функції МПЗ $\Psi(t)$ та розрахунковій зоні (в градусах):

$$\alpha_z = 360^\circ / 2p, \quad (24)$$

а в тестовому чотириполюсному ТАД конкретно виходить $\alpha_z = 90^\circ$.

Для обґрунтування достатньої кількості розрахункових позицій K були виконані порівняльні розрахунки при різних значеннях K . Таким чином було визначено, що достатнім є значення $K = 27$, і тоді кутовий крок (в градусах):

$$\Delta\alpha = \alpha_z / K = 3,333^\circ. \quad (25)$$

Це забезпечує задовільну деталізацію часових функцій типу (23). При цьому час розрахунку для одного ТАД на комп'ютері достатньо високого рівня тривав близько 1 години.

Отримана часова функція фазної обмотки статора зображена на рис. 7: на першій половині періоду – це те, що отримано розрахунком, на другій половині дорисоване для наочності повного періоду за умови півперіодичної асиметрії типу (16). При вибраній кількості точок графік функції МПЗ виглядає достатньо гладким (на відміну від аналогічної функції за рис. 5), а кількість її гармонічних складових можна взяти до $N_g = 27$, що відповідає кількості точок на половині періоду.

Для аналізу функції МПЗ її було розкладено в гармонічний ряд, аналогічний (11), а потім відбувся перехід до гармонічного ряду ЕРС (12). Значення амплітуд гармонік ЕРС у в.о. та їхні відповідні діючі значення в абсолютному вимірі надані в табл. 10, але тільки до 19-й гармоніки з 27-мі можливих, тому що вищі гармоніки далі були зневажливо малими.

Розрахунки за формулами (19)–(21) дали результати: $E_s = 215,4$ В; $E_{sdif} = 4,59$ В; $X_{sdif} = 0,92$ Ом.

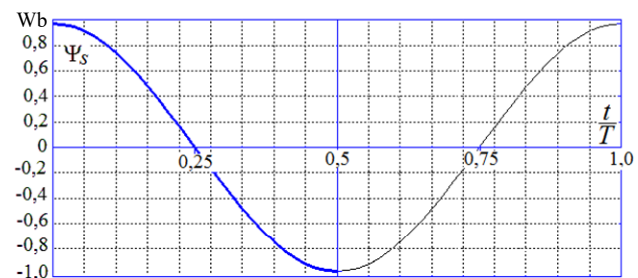


Рис. 7. Часова функція МПЗ фазної обмотки статора ТАД

Таблиця 10

Гармонічний склад ЕРС обмотки статора

v	–	1	3	5	7	9
E_{mv}	в.о.	1,000	0,0144	0,0155	0,0020	0,0011
E_{sv}	В	215,3	3,10	3,33	0,43	0,25
v	–	11	13	15	17	19
E_{mv}	в.о.	–	0,0012	0,0006	0,0000	0,0005
E_{sv}	В	0,04	0,26	0,14	0,09	0,11

Ці результати знов таки знаходяться на достатньо близькому рівні до того, що отримано іншими методами розрахунку ($X_{sdif} = 0,84$ Ом і $X_{sd} = 0,893$ Ом), хоча і відрізняються від них, причому виникла розбіжність X_{sdif} на 9,5 %.

Але така ж близькість результатів за порівнювальними методами розрахунків не витримується для інших варіантів ТАД, для яких результати зведено до табл. 11.

Таблиця 11

Диференціальні параметри різних ТАД, отримані багаторазовими чисельно-польовими розрахунком обертового магнітного поля

P_N	p	I_{so}	Ψ_{m1}	E_{s1}	E_s	E_{dif}	X_{sdifm}
кВт	–	А	Вб	В	В	В	Ом
4	1	2,56	0,9818	218,1	218,2	5,51	2,15
	2	3,84	0,9815	218,0	218,2	7,93	2,07
	3	6,34	0,9696	215,4	215,9	14,67	2,31
7,5	1	4,39	0,9819	218,1	218,2	5,53	1,26
	2	4,99	0,9692	215,3	215,4	4,59	0,92
	3	7,99	0,9717	215,9	216,1	10,17	1,27
11	1	5,95	0,9791	217,5	217,6	5,28	0,89
	2	7,17	0,9712	215,7	215,8	4,71	0,66
	3	9,06	0,9703	215,5	215,6	6,46	0,71

Тепер можна порівняти основні результати розрахунків для усіх варіантів ТАД, отримані трьома різними методами, що зроблено за значеннями диференціального індуктивного опору обмотки статора ТАД шляхом збору їхніх значень з табл. 5, 8 і 11 до табл. 12.

У цій таблиці позначено: М1 – проектні дані за стандартною методикою; М2 – дані з використанням одноразового чисельно-польового розрахунку на основі кутової функції МПЗ; М3 – дані з використанням багатопозиційних чисельно-польових розрахунків на основі часової функції МПЗ.

Таблиця 12

Порівняння диференціальних опорів ТАД, отриманих різними методами розрахунку

Метод розрахунку		М1	М2	М3
P_N	p	I_{so}	X_{sd}	X_{sdif}
кВт	–	А	Ом	Ом
4	1	2,56	0,654	0,78
	2	3,84	0,871	2,65
	3	6,34	0,437	2,29
7,5	1	4,39	0,441	0,45
	2	4,99	0,893	0,84
	3	7,99	0,390	1,25
11	1	5,95	0,383	0,34
	2	7,17	0,626	0,59
	3	9,06	0,410	0,70

Нагадаємо, що для метода М2 використовувалися лише 9 або 11 розрахункових точок і така ж кількість гармонік, для метода М3 – 27 точок, але навіть можна було обмежитися і меншою їхньою кількістю.

Розбіжність значень X_{sd} і X_{sdif} за методами М1 та М3 є вражаючою і непомірно великою в переважній частині ТАД, що вказує на обмеженість класичного

метода розрахунку диференціального опору обмотки статора ТАД. Це ж стосується і метода розрахунку М2 в двополосних варіантах ТАД.

Доволі близьку кореляцію результатів класичного і чисельно-польового розрахунків для базового варіанта ТАД можна пояснити тим, що в методиці [1] рекомендовані для формули (1) коефіцієнти були пристосовані саме для цього варіанта, але, на жаль, вони не стали універсальними для інших варіантів ТАД і досі уводять у оману їхніх проєктантів.

По завершенні досліджень диференціальних параметрів ТАД при насиченні його магнітної системи відповідно номінальному режиму роботи, були зроблені розрахункові оцінки впливу насичення на ці параметри на прикладі базового варіанта ТАД.

В першу чергу розглянуто приклад ТАД з повністю ненасиченою магнітною системою. Для цього в режимі ІНХ струм I_{so} задано рівним 1 А, і виконано багатопозиційні чисельно-польові розрахунки на основі часової функції МПЗ (23). Результати розрахунків надано у відповідному рядку табл. 13.

Таблиця 13

Оцінка впливу насичення магнітної системи ТАД на диференціальний опір обмотки статора

I_{so}	$B_{r,ts}$	$B_{r,tr}$	$\mu_{r,ts}$	$\mu_{r,tr}$	E_s	E_{dif}	X_{sdifm}
А	Тл	Тл	в.о.	в.о.	В	В	Ом
1	0,44	0,38	2500	2490	48	0,04	0,04
5	1,84	1,61	787	1265	208	4,38	0,88
5,5	1,89	1,70	530	1010	224	7,05	1,28
6	1,96	1,78	414	835	238	10,1	1,68
10	2,21	2,06	132	265	302	36,7	3,67
15	2,30	2,20	64	238	339	59,7	3,98
50	2,36	2,28	29	77	369	83,5	3,34

Для оцінки рівня насичення магнітної системи в таблиці надаються отримані усереднені значення для ділянок магнітопроводу: $B_{r,ts}$, $B_{r,tr}$ – магнітна індукція в зубцях статора і ротора; $\mu_{r,ts}$, $\mu_{r,tr}$ – відносні магнітні проникності в них же (в спинках осердь статора і ротора значення аналогічних величин склали $\mu_{r,ys} = 5200$; $\mu_{r,yr} = 4920$).

Найвне дуже слабке насичення (або його відсутність) підтверджує і значення фазної ЕРС E_s , яка вийшла набагато меншою, чим номінальна напруга ТАД. У підсумку диференціальна ЕРС E_{dif} і відповідно ДРОП обмотки статора X_{sdifm} порівняно з режимом номінального насичення (див. табл. 12) майже не проявилися.

Дослідження продовжені при рівнях насичення магнітопроводу від номінального до такого, яке може бути при пуску ТАД. Але у даному випадку треба було зважити на те, що при підвищених ковзаннях ТАД від критичного до 1 одночасно зростають струми статора і ротора, а напруга залишається незмінною. Тому при підвищенні струмів падіння напруг на активних і реактивних опорах обмоток збільшуються, а на ЕРС доводиться зменшена частка. Пропорційно ЕРС зменшується основний магнітний потік і відповідно значення магнітної індукції в магнітопроводі.

Розподіл магнітного поля в магнітопроводі в такому випадку і рівень його насичення вимагає ретельного аналізу, який важко провести докладно у межах даної статті, і це може бути виконано і опубліковано окремо.

Щоб попередньо оцінити, наскільки такий аналіз дасть вагомі результати і має сенс його виконання,

при розрахунку магнітного поля обмотки статора для визначення ДРОР прийнято деякі умовності.

А саме, що насичення спинок осердь статора і ротора теж зберігає свій рівень, як і в номінальному режимі. Насправді, зважаючи на висловлені зауваження, насичення буде значно меншим, але це не є принциповим, тому що і при повністю ненасиченому магнітопроводі ДРОР не дуже сильно відрізняється від результатів при номінальному насиченні. А ось зубці цих осердь насичуються дуже сильно через значне збільшення магнітних полів пазового і диференціального розсіювання, як це пояснюється в [2].

Ці припущення дали основу для організації штучного режиму розрахунку ДРОР при сильному насиченні зубцевої частки магнітної системи ТАД.

Конкретно, для оціночних розрахунків ДРОР при підвищених ковзаннях прийнято в спинках осердь статора і ротора відносні магнітні проникності $\mu_{r,ys} = 1256$; $\mu_{r,yr} = 3666$ і при розрахунку магнітного поля вони не змінювалися. У той же час магнітні проникності в зубцях осердь визначалися програмою FEMM як це прийнято в процесі таких розрахунків.

Результати розрахунків зазначених варіантів магнітопроводу ТАД зведено до табл. 13 при вказаних значеннях струму I_{so} від 5 до 50 А.

Дані щодо диференціальних параметрів при значенні 5 А в принципі відповідають даним табл. 11 при стандартній роботі програми FEMM в режимі ІНХ ТАД при струмі 4,99 А.

Рівень подальшого зростання насичення відображають наведені усереднені значення магнітної індукції і відносної магнітної проникності в зубцях осердь статора і ротора. При цьому диференціальні параметри ТАД (ЕРС і ДРОР) суттєво зростають, що пов'язано з перерозподілом магнітного поля в проміжку між осердями статора і ротора при збільшенні насичення їхніх зубців. І через це суттєво зростають вищі гармонічні складові МПЗ і ЕРС обмотки статора.

Видно за табл. 13, що при збільшенні струму в обмотці статора темп зростання ДРОР уповільнюється порівняно зі зростанням струму, і навіть у разі перенасичення зубців цей опір сягає максимуму і навіть починає зменшуватися.

Висновки.

1. В системі проектування і теоретичного дослідження ТАД значне місце відведене реактивним опорам розсіювання їхніх обмоток. Вони визначаються на основі теорії магнітних кіл, яка в умовах складних зубцевопазових структур не гарантує бажаної точності розрахунків. Особливо це стосується диференціального реактивного опору розсіювання обмотки статора, визначення якого потребує детального розрахунку магнітного поля в проміжку між осердями статора і ротора, і гармонічного аналізу наведених ним ЕРС цієї обмотки.

2. Показано, що в чинних класичних методиках проектування ДРОР визначаються за спрощеною формулою з додаванням низки коефіцієнтів, табличних і графічних залежностей. У підсумку не тільки втрачається фізико-математичний сенс ДРОР, але навіть точність його розрахунку оцінити важко. Тому актуальною є перевірка результатів розрахунку класичними методиками, і у сучасних умовах це можна зроби-

ти на основі чисельних методів розрахунку магнітних полів наявними програмними комплексами і супутнього гармонічного аналізу.

3. Відсутність таких досліджень пояснюється їхньою комплексністю і значною трудомісткістю, що практично неможливо здійснити в «ручному» режимі. Тому для подолання проблем розрахунків створений автоматизований програмний комплекс у вигляді єдиного скрипту Lua, який забезпечує фізично прозорий шлях до ДРОР, що пролягає через проектування ТАД, побудову його фізико-геометричної моделі в програмному середовищі FEMM, керування розрахунками магнітного поля, визначення часових функцій МПЗ і ЕРС та їхній гармонічний аналіз.

4. Порівняння результатів класичного і чисельно-польового розрахунків ДРОР за програмою FEMM показало їхню велику розбіжність, що віднесено до зазначених умовностей і припущень першого. А ось другий варіант позбавлений недоліків першого завдяки тому, що він враховує розміри конструкцій ТАД, насичення магнітопроводу і фізико-математичну сутність параметрів і величин, що розглядаються. Для виключення випадковості оцінки розрахунковий аналіз виконано для дев'яти поширених варіантів ТАД, спроектованих за єдиною класичною методикою з варіюванням їхньої потужності та кількості полюсів.

5. Виявлено, що ДРОР обмотки статора ТАД суттєво залежить від рівня насичення його магнітної системи, зростаючи при підвищенні насичення зубцевої зони. Якщо ж взяти повністю ненасичену систему, то в обмотці статора залишається практично тільки перша гармоніка ЕРС, а диференціальне розсіювання стає несуттєвим. Класична методика на цьому не концентрує увагу і надає універсальну формулу для розрахунку ДРОР.

6. Виконані дослідження показали, що чисельно-польові розрахунки диференціальних параметрів обмотки статора ТАД є універсальними, тому вони можуть бути запропоновані для аналогічних розрахунків як для статора, так і ротора різних електричних машин змінного струму. Причому, зважаючи на здійснену програмну реалізацію на базі програми FEMM і скрипту Lua, такі розрахунки можна вбудовувати в автоматизовані методики проектування зазначених машин.

Конфлікт інтересів. Автор заявляє про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Гольдберг О.Д., Гурин Я.С., Свириденко И.С. *Проектирование электрических машин*. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Высш. шк., 2001. 430 с.
2. Копылов И.П., Горяинов Ф.А., Клоков Б.К. и др. *Проектирование электрических машин*. М.: Юрайт, 2011. 767 с.
3. Udomsuk S., Areerak K., Areerak T., Areerak K. Online Estimation of Three-Phase Induction Motor Parameters Using an Extended Kalman Filter for Energy Saving. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 9, art. no. 2115, pp. 1-17. doi: <https://doi.org/10.3390/en17092115>.
4. Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.01>.
5. Abu Ibaïd O.Z.I., Belhamdi S., Abid M., Chakroune S., Mouassa S., Al-Sagar Z.S. Wavelet packet analysis for rotor bar

- breakage in an inverter induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.01>.
6. Sakhara S., Brahimi M., Nacib L., Layadi T.M. Application of a wavelet neural network approach to detect stator winding short circuits in asynchronous machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.03>.
 7. Попович О.М., Головань І.В. Моделювання асинхронних машин у складі електромеханічних систем з урахуванням втрат у сталі статора. *Технічна електродинаміка*, 2024, № 5, с. 24-29. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.024>.
 8. Tumbek M., Oner Y., Kesler S. Optimal design of induction motor with multi-parameter by FEM method. *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2015, pp. 1053-1056. doi: <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394483>.
 9. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Технічна електродинаміка*, 2022, № 2, с. 52-59. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.
 10. Пересєда С.М., Ніконенко Є.О., Ковбаса С.М., Кузнецов О. Спостерігач потокозщеплення, адаптивний до змін активного опору ротора асинхронних двигунів. *Технічна електродинаміка*, 2022, № 5, с. 45-51. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.045>.
 11. Milykh V.I. Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.01>.
 12. Міліх В.І. Чисельно-польовий аналіз магнітної провідності пазового розсіяння обмотки статора асинхронних двигунів. *Вісник НТУ «ХПИ». Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика*, 2023, № 2 (10), с. 13-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2023.2.03>.
 13. Diarra M.N., Li Y., Zhao X. Induction Motors Parameters Identification by Starting Process Using Quantum Particle Swarm Optimization-Trust Region Algorithm (QPSO-TRA). *2023 International Conference on Applied Intelligence and Sustainable Computing (ICAISC)*, 2023, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAISC58445.2023.10200090>.
 14. Rajput S., Bender E., Averbukh M. Simplified algorithm for assessment equivalent circuit parameters of induction motors. *IET Electric Power Applications*, 2020, vol. 14, no. 3, pp. 426-432. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2019.0822>.
 15. Lee K., Frank S., Sen P.K., Polese L.G., Alahmad M., Waters C. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data. *2012 North American Power Symposium (NAPS)*, 2012, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/NAPS.2012.6336384>.
 16. Gülbahçe M.O., Karaaslan M.E. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer's datasheet by particle swarm optimization algorithm for variable frequency drives. *Electrica*, 2022, vol. 22, no. 1, pp. 16-26. doi: <https://doi.org/10.5152/electrica.2021.21122>.
 17. Mölsä E., Tiitinen L., Saarakkala S., Peretti L., Hinkkanen M. Standstill Self-Commissioning of an Induction Motor Drive. *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 3044-3050. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9236035>.
 18. Chen H., Bi C. An effective method for determination and characteristic analysis of induction motor parameters. *IET Electric Power Applications*, 2022, vol. 16, no. 5, pp. 605-615. doi: <https://doi.org/10.1049/elp2.12180>.
 19. Caruso M., Tommaso A.O.D., Giangrasso L., Marignetti F., Miceli R., Rizzo R. Differential Leakage Factor in Electrical Machines Equipped with Asymmetrical Multiphase Windings: a General Investigation. *2019 Fourteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2019, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/EVER.2019.8813617>.
 20. Di Tommaso A.O., Genduso F., Miceli R., Ricco Galluzzo G. An Exact Method for the Determination of Differential Leakage Factors in Electrical Machines With Non-Symmetrical Windings. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2016, vol. 52, no. 9, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2562602>.
 21. Guedes J.J., Castoldi M.F., Goedtel A., Agulhari C.M., Sanches D.S. Parameters estimation of three-phase induction motors using differential evolution. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 154, pp. 204-212. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.08.033>.
 22. Слобожанський електромеханічний завод «СЛЕМЗ». Режим доступу: <https://slemz.com.ua> (Дата звертання: 26.08.2024).
 23. ТОВ «Дніпроресурс». Режим доступу: <https://elmo.ua/uk> (Дата звертання: 26.08.2024).
 24. Finite Element Method Magnetics: Download – Stable Distribution (21Apr2019) – 64-bit Executable. Режим доступу: <https://www.femm.info/wiki/Download> (Дата звертання: 22.07.2024).
 25. Міліх В.І. Чисельно-польовий аналіз часових функцій і гармонічного складу ЕДС в обмотках трьохфазного асинхронного двигача. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 3, с. 56-65. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.056>.
 26. Міліх В.І. Система автоматизованого формування розрахункових моделей електричних машин для програмного середовища FEMM. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 4, с. 74-78. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>.
 27. Міліх В.І., Полякова Н.В. Гармонічний аналіз електромагнітних величин трьохфазної обмотки статора турбогенератора на основі класических і чисельно-польових методів. *Технічна електродинаміка*, 2013, № 3, с. 40-49.

REFERENCES

1. Goldberg O.D., Gurin Ya.S., Sviridenko I.S. *Design of electrical machines. 2nd ed., revised and additional*. Moscow, Higher School Publ., 2001. 430 p. (Rus).
2. Kopylov I.P., Goryainov F.A., Klokov B.K. *Electrical machines designing*. Moscow, Yurait Publ., 2011. 767 p. (Rus).
3. Udomsuk S., Areerak K., Areerak T., Areerak K. Online Estimation of Three-Phase Induction Motor Parameters Using an Extended Kalman Filter for Energy Saving. *Energies*, 2024, vol. 17, no. 9, art. no. 2115, pp. 1-17. doi: <https://doi.org/10.3390/en17092115>.
4. Aib A., Khodja D.E., Chakroune S., Rahali H. Fuzzy current analysis-based fault diagnostic of induction motor using hardware co-simulation with field programmable gate array. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 6, pp. 3-9. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.6.01>.
5. Abu Ibaïd O.Z.I., Belhamdi S., Abid M., Chakroune S., Mouassa S., Al-Sagar Z.S. Wavelet packet analysis for rotor bar breakage in an inverter induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 3-11. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.01>.
6. Sakhara S., Brahimi M., Nacib L., Layadi T.M. Application of a wavelet neural network approach to detect stator winding short circuits in asynchronous machines. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 3, pp. 21-27. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.3.03>.
7. Popovych O.M., Golovan I.V. Modeling of induction motors in electromechanical systems considering stator iron losses. *Technical Electrodynamics*, 2024, no. 5, pp. 24-29. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.024>.
8. Tumbek M., Oner Y., Kesler S. Optimal design of induction motor with multi-parameter by FEM method. *2015 9th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ELECO)*, 2015, pp. 1053-1056. doi: <https://doi.org/10.1109/ELECO.2015.7394483>.
9. Popovych O.M., Golovan I.V. Complex design tools for improvement of electromechanical systems with induction motors. *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 2, pp. 52-59. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.052>.

10. Peresada S.M., Nikonenko Y.O., Kovbasa S.M., Kuznietsov O. Flux observer adaptive to induction motors active rotor resistance variations. *Technical Electrodynamics*, 2022, no. 5, pp. 45-51. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2022.05.045>.
11. Milykh V.I. Numerical-field analysis of active and reactive winding parameters and mechanical characteristics of a squirrel-cage induction motor. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2023, no. 4, pp. 3-13. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2023.4.01>.
12. Milykh V. Numerical-field analysis of the magnetic conductivity of the slot dispersion of the stator winding of induction motors. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of electrical machines and apparatus perfection. Theory and practice*, 2023, no. 2 (10), pp. 13-19. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.20998/2079-3944.2023.2.03>.
13. Diarra M.N., Li Y., Zhao X. Induction Motors Parameters Identification by Starting Process Using Quantum Particle Swarm Optimization-Trust Region Algorithm (QPSO-TRA). *2023 International Conference on Applied Intelligence and Sustainable Computing (ICAISC)*, 2023, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/ICAISC58445.2023.10200090>.
14. Rajput S., Bender E., Averbukh M. Simplified algorithm for assessment equivalent circuit parameters of induction motors. *IET Electric Power Applications*, 2020, vol. 14, no. 3, pp. 426-432. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-epa.2019.0822>.
15. Lee K., Frank S., Sen P.K., Polese L.G., Alahmad M., Waters C. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from nameplate data. *2012 North American Power Symposium (NAPS)*, 2012, pp. 1-6. doi: <https://doi.org/10.1109/NAPS.2012.6336384>.
16. Gülbahçe M.O., Karaaslan M.E. Estimation of induction motor equivalent circuit parameters from manufacturer's data-sheet by particle swarm optimization algorithm for variable frequency drives. *Electrica*, 2022, vol. 22, no. 1, pp. 16-26. doi: <https://doi.org/10.5152/electrica.2021.21122>.
17. Mölsä E., Tiitinen L., Saarakkala S., Peretti L., Hinkkanen M. Standstill Self-Commissioning of an Induction Motor Drive. *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2020, pp. 3044-3050. doi: <https://doi.org/10.1109/ECCE44975.2020.9236035>.
18. Chen H., Bi C. An effective method for determination and characteristic analysis of induction motor parameters. *IET Electric Power Applications*, 2022, vol. 16, no. 5, pp. 605-615. doi: <https://doi.org/10.1049/elp2.12180>.
19. Caruso M., Tommaso A.O.D., Giangrasso L., Marignetti F., Miceli R., Rizzo R. Differential Leakage Factor in Electrical Machines Equipped with Asymmetrical Multiphase Windings: a General Investigation. *2019 Fourteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2019, pp. 1-7. doi: <https://doi.org/10.1109/EVER.2019.8813617>.
20. Di Tommaso A.O., Genduso F., Miceli R., Ricco Galluzzo G. An Exact Method for the Determination of Differential Leakage Factors in Electrical Machines With Non-Symmetrical Windings. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2016, vol. 52, no. 9, pp. 1-9. doi: <https://doi.org/10.1109/TMAG.2016.2562602>.
21. Guedes J.J., Castoldi M.F., Goedtel A., Agulhari C.M., Sanches D.S. Parameters estimation of three-phase induction motors using differential evolution. *Electric Power Systems Research*, 2018, vol. 154, pp. 204-212. doi: <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.08.033>.
22. Slobozhansky Electromechanical Plant «SLEMZ». Available at: <https://slemz.com.ua> (Accessed: 26 August 2024).
23. DNEPRORESURS LLC. Available at: <https://elmo.ua/uk> (Accessed: 26 August 2024).
24. *Finite Element Method Magnetics: Download – Stable Distribution (21Apr2019) – 64-bit Executable*. Available at: <https://www.femm.info/wiki/Download> (Accessed: 22 July 2024).
25. Milykh V.I. Numerical-field analysis of temporal functions and harmonic composition of EMF in windings of a three-phase asyn-

- chronous motor. *Technical Electrodynamics*. 2018, no. 3, pp. 56-65. (Rus). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.03.056>.
26. Milykh V.I. The system of automated formation of electrical machines computational models for the FEMM software environment. *Technical Electrodynamics*. 2018, no. 4, pp. 74-78. (Ukr). doi: <https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074>.
27. Milykh V.I., Polyakova N.V. Harmonious analysis of electromagnetic sizes three-phase winding of stators of turbogenerator on basis classic and numeral field methods. *Technical Electrodynamics*, 2013, no. 3, pp. 40-49. (Rus).

Надійшла (Received) 02.09.2024
 Прийнята (Accepted) 05.11.2024
 Опублікована (Published) 02.03.2025

Мілюх Володимир Іванович¹, д.т.н., проф.,

¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: mvikemkpi@gmail.com

V.I. Milykh¹

¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Numerical-field analysis of differential leakage reactance of stator winding in three-phase induction motors.

Introduction. The differential leakage reactance (DLR) of the stator winding of three-phase induction motors (TIM) is considered. It is known that DLR is the sum of the self-induction resistances of the winding from all harmonics of its magnetic field, excluding the first one, and its analytical definition is too complicated. But this reactance is a mandatory design element, including for calculating a number of other parameters and characteristics of such motors.

Problem. Because of this, in the current classical design methods, the DLR are determined by a simplified formula with the addition of a number of coefficients, tabular and graphical dependencies. As a result, not only the physical and mathematical meaning of DLR is lost, but even the accuracy of its calculation is difficult to assess.

Goal. The purpose of the paper consists in the comparative verification of the classical design calculation of the DLR of the TIM stator winding by numerical-field analysis of the harmonic composition of the EMF of self-inductions in this winding and by the determination of the considered DLR on such a basis. **Methodology.** Harmonic analysis is performed by obtaining the angular and time discrete functions of the magnetic flux linkage (MFL) of the stator winding with their formation in two ways: single-position calculation of the magnetic field and conditional rotation of the phase zones of the winding, or multi-position calculations of the rotating magnetic field and determination of the MFL of stationary phase zones. **Results.** Computational analysis is performed for nine common variants of TIM, designed according to a single classical method with variation of their power and the number of poles. **Originality.** A comparison of the results of the classical and numerical-field calculations of the DLR using the FEMM program showed their large discrepancy, which is attributed to the indicated inadequacy of the first one, since the second option is devoid of the shortcomings of the first one due to the fact that it takes into account the dimensions of the TIM structures, the saturation of the magnetic circuit and the physical and mathematical essence of the parameters and values under consideration. **Practical value.** The presented method of numerical-field analysis and the obtained results of calculating the DLR of the TIM stator winding are recommended as a basis for improving the system of their design. At the same time, a similar approach can be applied to the DLR of the TIM rotor winding, but taking into account its features. References 27, tables 13, figures 7.

Key words induction motor, three-phase stator winding, differential leakage reactance, classical design, numerical-field calculations, magnetic flux linkage, harmonic analysis.

How to cite this article:

Milykh V.I. Numerical-field analysis of differential leakage reactance of stator winding in three-phase induction motors. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2025, no. 2, pp. 7-18. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272X.2025.2.02>