

В.І. Мілих, М.Г. Тимін

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ ІНДУКТОРА ОБЕРТОВОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПРИ ВИКОРИСТАННІ КОНЦЕНТРИЧНОЇ І ПЕТЛЬОВОЇ ОБМОТОК

Розглянутий трифазний індуктор обертового магнітного поля для технологічної обробки різних речовин. Виконаний аналіз переваг і недоліків петльової укороченої обмотки його статора, яка пропонується як альтернатива використовуваної концентричної діаметральної обмотки. Порівняння обмоток проводиться за допомогою детального аналізу геометричних параметрів їх лобових частин, а також електромагнітних параметрів індуктора в цілому за допомогою чисельно-польових розрахунків. Виявлено, що петльовий варіант дозволяє зменшити активний і реактивний опори лобового розсіяння обмотки і, що найсуттєвіше, виключити несиметрію фазних обмоток, забезпечуючи підвищення однорідності магнітного поля в робочій камері індуктора. Бібл. 12, табл. 5, рис. 12.

Ключові слова: індуктор обертового магнітного поля, варіанти обмотки статора, геометричні і електромагнітні параметри.

Рассмотрен трехфазный индуктор вращающегося магнитного поля для технологической обработки разных веществ. Выполнен анализ преимуществ и недостатков петлевой укороченной обмотки его статора, которая предлагается как альтернатива используемой концентрической диаметральной обмотки. Сравнение обмоток проводится посредством детального анализа геометрических параметров их лобовых частей, а также электромагнитных параметров индуктора в целом посредством численно-полевых расчетов. Выявлено, что петлевой вариант позволяет уменьшить активное и реактивное сопротивление лобового рассеяния обмотки и, что наиболее существенно, исключить несимметрию фазных обмоток, обеспечивая повышение однородности магнитного поля в рабочей камере индуктора. Библ. 12, табл. 5, рис. 12.

Ключевые слова: индуктор вращающегося магнитного поля, варианты обмотки статора, геометрические и электромагнитные параметры.

Вступ. Технологічна переробка різних матеріалів в подрібнювачах, сепараторах і перемішувачах здійснюються за допомогою магнітного поля [1-8]. В тому числі сипкі і рідкі речовини обробляються в індукторах обертового магнітного поля (ІОМП) – електромагнітних млинах [3, 4, 6-8]. Це відбувається під впливом феромагнітних елементів (ФЕ) у вигляді відрізків залізного дроту в циліндричній робочій камері, через яку в осьовому напрямку пропускається оброблювана речовина. Такі елементи рухаються з магнітним полем, створюючи в камері так званий «вихровий шар».

Спочатку індуктори мали феромагнітне осердя з трьома явними полюсами, на яких розташовувалися котушки трифазної системи змінного струму [1]. Цю конструкцію індуктора замінила неявнополюсна електромагнітна система, аналогічна статору трифазних асинхронних двигунів (ТАД).

Енергетичний рівень і габарити індукторів, що розроблюються і експлуатуються, відповідають ТАД потужністю порядку одиниць та десятків кіловат. Тому, враховуючи досвід їх створення і експлуатації [9], для індукторів прийняли досить просту трифазну концентричну діаметральну одношарову обмотку.

Проте при переході від ТАД до індуктора умови її роботи істотно змінилися через те, що немагнітний простір усередині індуктора збільшився на два порядки порівняно з проміжками двигуна. Якщо раніше падіння напруги на активному опорі і реактивному опорі лобового розсіяння фазних обмоток складала одиниці відсотка від електрорушійної сили (ЕРС) на активній довжині машини, то в індукторі вони вже сумірні. У таких умовах стає значною роль несиметрії лобових частин фазних обмоток, що властива вказаній концентричній обмотці. Несприятливим є також явно виражений «ступінчастий» розподіл магнітору-

шійної сили (МРС) трифазної діаметральної обмотки по лінії кола розточування осердя статора.

Теорія електричних машин показує, що вказаних недоліків позбавлена трифазна петльова укорочена обмотка, яка є двошаровою [9]. Проте з технологічних міркувань в ТАД така обмотка вважається прийнятною лише у міру зростання їх потужності і габаритів.

Доцільність використання в ІОМП петльової обмотки замість концентричної можна виявити за допомогою їх порівняння в його умовах. Адекватність такого порівняння останнім часом підвищилася у зв'язку з розробкою методики розрахунку електромагнітних параметрів і характеристик індуктора на основі чисельних розрахунків магнітних полів [10, 11].

Метою цієї роботи є порівняння розмірних і електромагнітних параметрів індуктора обертового магнітного поля при двох варіантах його трифазної обмотки: концентричної одношарової діаметральної і петльової укороченої двошарової.

Об'єкт дослідження. Трифазний індуктор є двополосним. Його електромагнітна система дана її поперечним перерізом на рис. 1. Геометричні параметри індуктора обумовлені заданими з технологічних міркувань активною довжиною $l_a = 250$ мм і радіусом внутрішньої поверхні $r_{ki} = 47$ мм робочої камери при середньому значенні магнітної індукції в ній $B_{av} = 0,12$ Тл. Цим обумовлені аксіальна довжина осердя статора l_s , яка дорівнює l_a , радіуси його розточування $r_{si} = 0,06$ м і зовнішньої поверхні $r_{se} = 0,109$ м.

Осердя виконане з електротехнічної сталі марки 2212 завтовшки 0,5 мм і має коефіцієнт заповнення $K_{Fe} = 0,95$. Схема з'єднання обмотки – «зірка», і на її фазу доводяться $N_s = 72$ витків. Оболонка камери товщиною $\delta_e = 5$ мм і виконується з немагнітної нержавіючої сталі.

© В.І. Мілих, М.Г. Тимін

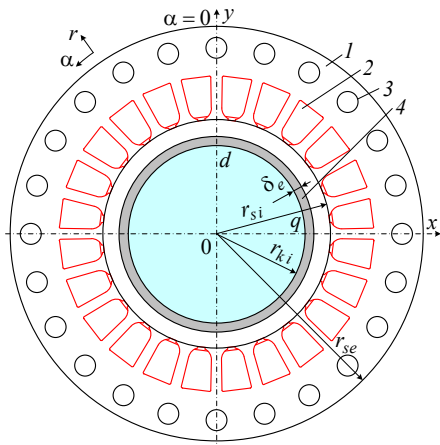


Рис. 1. Поперечний переріз електромагнітної системи ІОМП: 1 – шихтоване феромагнітне осердя; 2 – пази з обмоткою; 3 – вентиляційні канали; 4 – оболонка робочої камери

Індуктор з переліченими параметрами досліджувався в [11], де розрахунком виявлена номінальна фазна напруга обмотки статора $U_{sN} = 100$ В при частоті $f_s = 50$ Гц, але там розглядалася інша задача.

Структури порівнюваних варіантів обмотки – концентричної діаметральної і петльової укороченої надані на рис. 2 і 3, де τ_p – полюсний крок. Причому для другої з них вибраний коефіцієнт відносного укорочення $\beta_s = 10/12$.

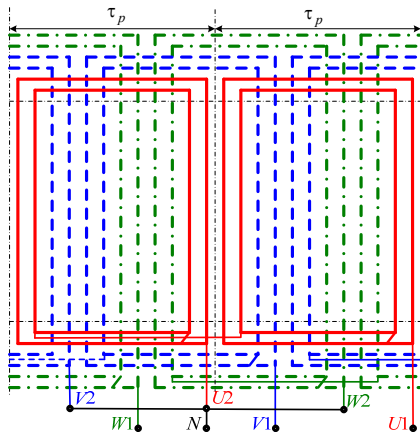


Рис. 2. Трифазна двополюсна концентрична одношарова обмотка статора

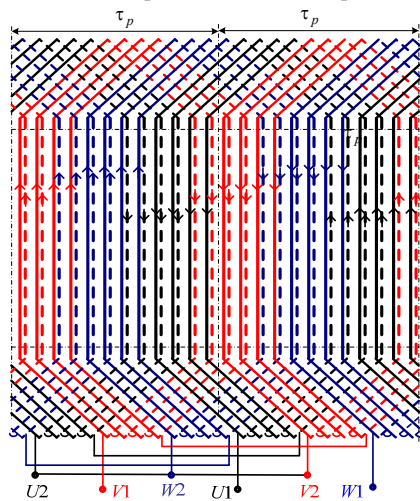


Рис. 3. Трифазна двополюсна петльова двошарова з укороченим кроком обмотка статора

Розподіл фазних обмоток по пазах статора показаний на рис. 4 і 5 в поперечному перерізі електромагнітної системи індуктора.

У прикладі на рис. 4 в робочій камері відсутні ФЕ, і це відповідає ідеальному неробочому ходу (ІНХ). На рис. 5 камера наповнена ФЕ, які орієнтовані за віссю y , а магнітне поле повернене на кут Θ , що є, як розглянуто в [10], кутом навантаження у відповідному режимі роботи індуктора.

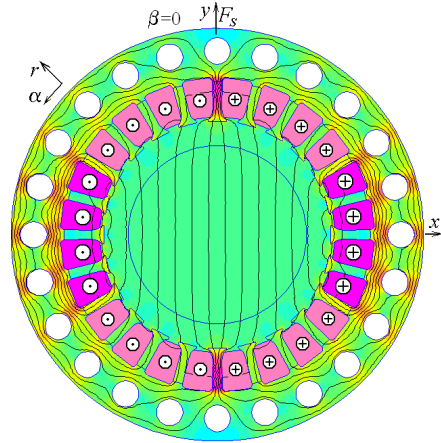


Рис. 4. Структура одношарової діаметральної обмотки і магнітне поле в режимі ідеального неробочого ходу

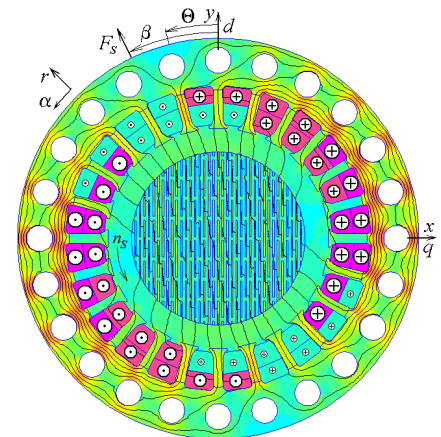


Рис. 5. Структура двошарової укороченої обмотки і магнітне поле в режимі номінального навантаження

Показана структура з рівномірним розподілом ФЕ в робочій камері є ідеалізованою, як і в [1, 10, 11], і вона потрібна для доступної організації розрахунків. Реальна структура елементів зазвичай виявляється менш впорядкованою.

ФЕ виконуються із сталі Ст3. Їх розміри і проміжки між ними узяті такими, як і в [11], що можна зрозуміти за рис. 5, де усе зображено в єдиному масштабі. Важливим параметром є коефіцієнт заповнення камери ними в площині xy K_{Fes} , що складає 0,32. У площини yz прийнятий такий же коефіцієнт: тоді об'ємний коефіцієнт заповнення K_{Fev} має значення 0,1.

Для варіантів обмотки, що розглядаються на рис. 4 і 5, режими роботи можна поміняти, але в цілому картини магнітного поля практично зберуться.

У поперечному перерізі ІОМП (рис. 1) магнітне поле вважається плоскпаралельним [10]. Тому круглі перерізи ФЕ замінюються квадратними з відповідними перерахунками розмірів.

Основи чисельно-польових розрахунків.

Джерелом обертового магнітного поля в індукторі є трифазна система струмів фазних обмоток:

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega_s t + \beta); \\ i_B &= I_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3 + \beta); \\ i_C &= I_m \cos(\omega_s t + 2\pi/3 + \beta), \end{aligned} \quad (1)$$

де t – час; I_m – амплітуда струмів; ω_s – кутова частота; β – початкова фаза струмів, яка задає необхідне для конкретного режиму розрахунку кутове зміщення напрямку МРС обмотки статора F_s від осі y .

Приклад цього показаний на рис. 5, де $\beta = 26,7^\circ$. На рис. 4 вказані напрямки струмів у фазних обмотках в режимі ІНХ, при якому $\beta=0$, і тому вектор МРС F_s спрямований за вісю y .

Магнітне поле індуктора в його центральному поперечному перерізі описується загальновідомим двомірним диференціальним рівнянням [10, 12]:

$$\text{rot}[\mu_a^{-1} \text{rot}(\vec{k} A_z)] = \vec{k} J_z, \quad (2)$$

де μ_a – абсолютна магнітна проникність; \vec{k} – орт за аксіальною вісю z ; A_z, J_z – складові векторного магнітного потенціалу і густини струму.

Поширення магнітного поля обмежується граничною умовою Діріхле $A_z = 0$ на зовнішній поверхні осердя. Вплив оболонки камери на магнітне поле вважається несуттєвим.

Інструментом досліджень, що надаються, є чисельні розрахунки магнітного поля методом скінчених елементів за програмою FEMM [12] з управлінням нею створеним скриптом Lua. В цілому методика розрахунку магнітних полів індуктора та його електромагнітних параметрів, а також обґрунтування прийнятих допущень детально описані в [10, 11], тому в цій роботі це не повторюється.

Рівновага напруги у фазній обмотці статора відповідає комплексному рівнянню [10]:

$$\underline{U}_s = -\underline{E}_a + jX_v \underline{I}_s + (R_s + R_{mag}) \underline{I}_s, \quad (3)$$

де фігурують комплекси її струму \underline{I}_s та ЕРС \underline{E}_a , що створюється на активній довжині обмотки.

До формули (3) ще входять активний опір R_s і реактивний опір лобового розсіяння X_v фазної обмотки, а також активний опір R_{mag} , що відображає потужність магнітних втрат і визначається в ході ітераційного розрахунку магнітного поля [10].

Порівняльні розрахунки геометричних параметрів варіантів обмотки у складі індуктора. На рис. 4 і 5 вже показана прийнята форма напівзакритого паза індуктора, який є трапецеїдальним із закругленнями, що характерно для асинхронних двигунів того ж габариту.

На рис. 6 дана структура ізоляції паза, яка для двошарової обмотки доповнена перемичкою. Деталізованими розрахунками визначено, що у разі одношарової обмотки корисна площа перерізу паза, що залишилася для розміщення провідників, $S_{sn}=274 \text{ мм}^2$, а при двошаровій обмотці вона зменшилася на 4 мм^2 або на 1,5 %.

Для наочності подальших ілюстрацій для обмотки прийнятий діаметр неізольованого ефективного провідника $d_{sc} = 3 \text{ мм}$, а ізольованого – $d_{scis} = 3,46 \text{ мм}$,

і в пазу їх кількість складає $z_{Qs} = 18$. З технологічних міркувань ефективний провідник може бути підрозділений на елементарні провідники меншого діаметру.

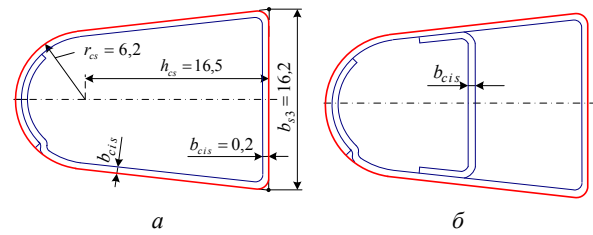


Рис. 6. Розрахункова модель паза з ізоляцією (b_{cis} – товщина ізоляції): а – при одношаровій обмотці, б – при двошаровій обмотці (розміри в мм)

Основна відмінність між заданими варіантами обмотки полягає в їх лобових частинах, і тут застосовується ретельний розрахунковий аналіз.

Конструкція лобових частин одношарової концентричної обмотки показана на рис. 7 – в подовжньому перерізі індуктора, а також на рис. 8 як вигляд торців цих частин.

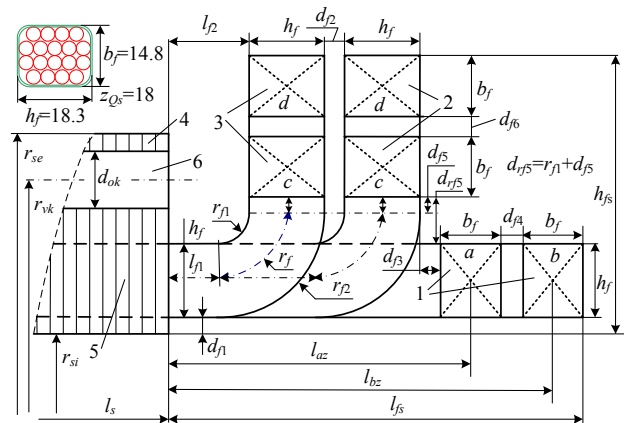


Рис. 7. Лобова частина концентричної обмотки в меридіанному перерізі: 1, 2, 3 – фазні обмотки; 4 – поверхня осердя; 5 – паз із стрижнем обмотки; 6 – аксіальний вентиляційний канал

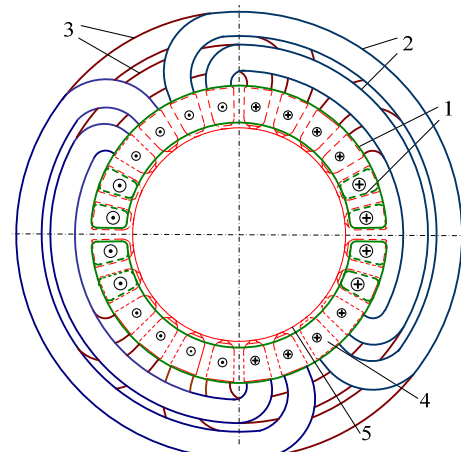


Рис. 8. Лобова частина концентричної обмотки (вигляд торця): 1, 2, 3 – фазні обмотки; 4 – паз із стрижнем обмотки; 5 – поверхня розточування осердя

Уся структура залежить від розмірів «джгута» провідників, який сформований в прямокутний переріз, і на рис. 7 вказані його розміри h_f і b_f (у мм) разом

з поверхневою ізоляцією. Рисунок показаний із збереженням пропорцій, а усі розміри на ньому позначені без надання низки значень лише для того, щоб вивити міру деталізації розрахунків.

Конструкція лобових частин двошарової петльової обмотки дана на рис. 9, де з плоскої розгортки (див. рис. 3) залишено дві секції, а також виглядом в подовжньому перерізі індуктора (праворуч). Тут один джгут містить половину кількості z_{0s} , тобто 9 провідників, і його розміри h_f і b_f разом з ізоляцією склали по 11 мм. На рис. 9, як і на рис. 7 збережені пропорції розмірів, але уся сукупність їх позначень показана для прояву міри деталізації розрахунків.

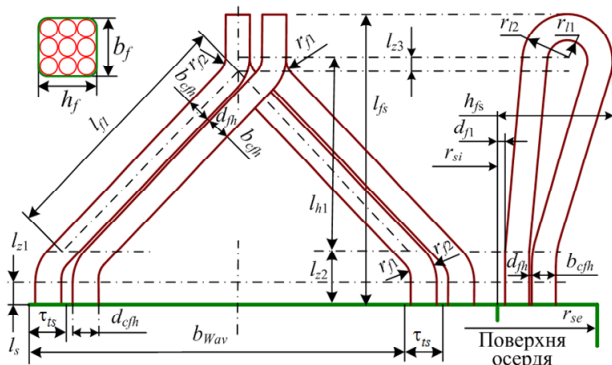


Рис. 9. Розрахункова модель лобової частини петльової двошарової обмотки з позначенням розмірів її елементів

Лобові частини обмоток розріджені, між ними передбачаються проміжки. Це необхідно в умовах підвищеної густини струму в обмотці і ускладненої системи охолодження і вентиляції в індукторі порівняно з асинхронними двигунами. Полегшення охолодження і вентиляції досягається введенням аксіальних вентиляційних каналів в осерді статора, що не практикується в асинхронних двигунах відповідних габаритів. Проте вивчення цього питання виходить за рамки цієї статті і буде розглянуто окремо.

На основі розрахункових моделей лобових частин обмоток проведені деталізовані розрахунки їх розмірів, що дозволяє провести їх порівняльний аналіз. В першу чергу, в табл. 1 надані основні геометричні параметри двох варіантів обмотки індуктора (тут і далі 1sl – одношарова концентрична діаметральна; 2sl – двошарова петльова укорочена).

Таблиця 1

Довжини елементів одно- і двошарової обмоток

Варіант	h_{fs}	l_{fs}	l_{fnav}	l_{wav}	l_{csav}
	мм	мм	мм	мм	м
1sl	70	103	460	1420	102
2sl	58	145	379	1259	91

Розміри, що позначені в табл. 1: h_{fs} – найдовший відступ обмотки від розточування осердя; l_{fs} – виліт лобової частини обмотки; l_{fnav} і l_{wav} – довжини дроту лобової частини і витка усередненої котушки; l_{csav} – довжина дроту усередненої фазної обмотки.

Середня довжина витка знаходиться як сума довжин прямолінійних пазових l_s і зігнутих лобових частин l_{fnav} обмотки:

$$l_{wav} = 2(l_s + l_{fnav}). \quad (4)$$

Загальна довжина провідників фазної обмотки

$$l_{cs} = l_{wav} N_s. \quad (5)$$

За показниками h_{fs} і l_{fs} (рис. 7 і 9), що впливають на габарити індуктора, у обмоток є перевага і недолік, але за показником об'єму $h_{fs} \times l_{fs}$ двошарова обмотка програє на 17 %, хоча в загальному об'ємі індуктора це матиме значно меншу частку. Але вииграш за діаметром через h_{fs} має пріоритет порівняно з програшем за аксіальною довжиною через l_{fs} .

Структура секцій петльової обмотки (див. рис. 3) завжди симетрична. У концентричній обмотки є шість різних варіантів котушок (рис. 2), і їх несиметрія (див. рис. 7) виникає через різні довжини дроту лобових частин l_{fnav} . Але для порівняння в табл. 1 узяті довжини l_{fnav} і l_{wav} усередненої котушки. У результаті петльова обмотка має перевагу за меншою довжиною дроту l_{cs} фазної обмотки на 12 %. Окрім економії міді це сприяє зменшенню активного і реактивного опорів цієї обмотки.

Проте недоліки концентричної обмотки проявляються не лише в цьому, але і в несиметрії фазних обмоток в цілому через відмінність їх окремих котушок, що пояснюється в табл. 2. Тут позначені розраховані розміри елементів цієї обмотки: l_{fnavk} , l_{wavk} – середні довжини лобових частин і окремих котушок; l_{wavf} , l_{csf} – середні довжини витків і усього дроту фазних обмоток, причому складені позначення варіантів котушок відповідають рис. 7: 1, 2, 3 – номер фазної обмотки, a, b, c, d – варіант її котушки.

Таблиця 2

Довжини елементів концентричної обмотки

Варіант	1a	1b	2c	2d	3c	3d
l_{fnavk} , мм	324	402	429	635	382	589
l_{wavk} , мм	1149	1305	1357	1770	1264	1677
l_{wavf} , мм	1227		1564		1471	
l_{csf} , м	88		113		106	

Прояв несиметрії полягає у відмінності найбільшого і найменшого розмірів: l_{fnavk} на 96 %, l_{wavk} – 54 %, l_{wavf} і l_{csf} – 28 %, і причиною цього є лобові частини фазних обмоток.

Для машин малої і середньої потужності для практичних розрахунків використовують емпіричні формули, які враховують основні особливості конструктивних форм котушок [9]. Для котушки всипної концентричної обмотки статора отримані довжини обмотки: $l_{cs} = 80,3$ м; $l_{wav} = 1115$ мм; $l_{fn} = 307$ мм; $l_{fs} = 75,2$ мм. Видно, що класична методика, порівняно з розробленою методикою, дає істотно занижені параметри обмоток l_{cs} і l_{wav} – на 21 %, l_{fn} – на 33 %, l_{fs} – на 27 %. Тобто класична наближена методика не враховує особливості обмотки статора даного індуктора.

Для обмотки двошарової петльової укороченої класична методика за відповідними формулами дає довжини: $l_{fn} = 302$ мм, $l_{fs} = 97,5$ мм, $l_{wav} = 1104$ мм, $l_{cs} = 79,5$ м, що має відмінність від розробленої уточненої методики на 20,3 %, 32,8 %, 12,6 % і 12,3 % відповідно.

Опори фазної обмотки статора. Розраховані геометричні параметри обмоток дозволяють визначити їх активні опори і реактивні опори лобового розсіяння, що входять до (3). Реактивні опори розсіяння на активній довжині обмотки автоматично враховуються в ЕРС E_a , яка визначається через розрахунок магнітного поля на цій довжині.

Таблиця 4

Порівняння електричних і енергетичних параметрів індуктора при використанні різних обмоток

Варіант	P_{els}	P_{mags}	B_{av}	J_{sc}	A_s
	Вт	Вт	Тл	А/мм ²	А/см
1sl	3760	43	0,117	8,48	687
2sl	4100	41	0,125	9,40	761

Графіки розподілу модуля магнітної індукції B в активній зоні індуктора надані на рис. 10 і 11. Вони відповідають ІНХ для симетричної системи струмів із значеннями за табл. 3 (для концентричної обмотки це умовність з усередненням фазних обмоток).

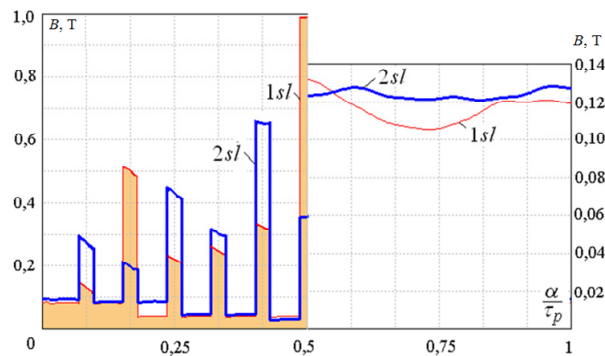


Рис. 10. Розподіл магнітної індукції по полюсній дузі (ліворуч – на середньому радіусі по висоті зубця, праворуч – на поверхні робочої камери)

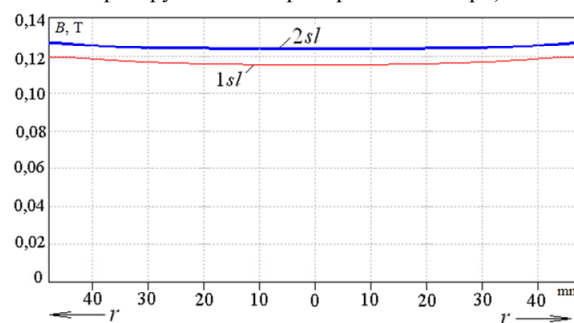


Рис. 11. Розподіл магнітної індукції по горизонтальній центральній осі в межах робочої камери

Активний електричний опір фазної обмотки, зведений до прийнятої робочої температури $T_w = 115$ °С:

$$R_s = k_r k_T k_{Cu} \frac{\rho_{Cu T_b} l_{cs}}{S_{sc}}, \quad (6)$$

де S_{cs} – переріз ефективного провідника, м²; $\rho_{Tb} = 1,75 \cdot 10^{-8}$ Ом·м – питомий опір міді обмотки при базовій температурі $T_b = 20$ °С; $k_{TbCu} = 1 + \alpha_T (T_w - T_b)$ – температурний коефіцієнт опору ($k_{TbCu} = 1,38$); $\alpha_T = 0,004$ °С⁻¹ – питомий температурний коефіцієнт опору міді; k_r – коефіцієнт збільшення опору через витіснення струму (за [9] $k_r = 1$).

Індуктивний опір лобового розсіяння фазної обмотки статора визначається за класичною методикою [9], яка є спільною для заданих типів обмотки:

$$X_v = 1,58 \cdot \frac{f_s l_s N_s^2 \lambda_{\sigma} f_h}{p q_s 10^8}, \quad (7)$$

де коефіцієнт провідності розсіяння лобових частин обмотки статора

$$\lambda_{s fh} = 0,34 \frac{q_s}{l_s} (l_{fh} - 0,64 \beta_s \tau_p); \quad (8)$$

де q_s – кількість пазів на полюс и фазу.

Порівняння опорів одношарової (1sl) і двошарової (2sl) обмоток наведено в табл. 3 (в.о. – відносні одиниці). Перевага другої з них за опорами очевидна: активний опір на 11 % менший, реактивний опір лобового розсіяння – на 18 %. При розрахунках для концентричної обмотки її параметри прийняті усередненими, відповідно усередненими є і параметри в табл. 3.

Таблиця 3

Електричні параметри обмоток

Варіант	R_s	$\lambda_{s fh}$	X_v	I_s	E_a	U_v	U_R
	Ом	в. о.	Ом	А	В	В	В
1sl	0,349	1,847	0,473	59,9	69,4	28,3	21,6
2sl	0,310	1,516	0,378	66,5	72,0	25,1	21,4

Умовний активний опір R_{mag} , що входить до (3), залежить від рівня навантаження індуктора і знаходиться в інтервалі 0,01 – 0,014 Ом.

Аналіз електромагнітних параметрів індуктора в режимі ідеального неробочого ходу. Вихідні розрахунки електромагнітних параметрів індуктора виконані в режимі ІНХ, суттю якого є відсутність в робочій камері феромагнітних елементів. Саме для такого режиму задається необхідне значення магнітної індукції B_{av} в цій камері, і він є найбільш напруженим за струмом обмотки статора, що надано в [11].

При номінальній напрузі U_{sN} діючі значення струму I_s , ЕРС E_a і падіння напруги $U_v = X_v I_s$ і $U_R = (R_s + R_{mag}) I_s$ мають значення, які показані в табл. 3. Видно значний вплив на рівновагу напруг їх падінь, які залишають для основної ЕРС близько 70 % від вхідної напруги, тоді як, приміром, а в асинхронних двигунах вона досягає більше 95 %.

Електричні та енергетичні параметри індуктора для двох варіантів обмотки в режимі ІНХ надані в табл. 4, де P_{els} , P_{mags} – потужності електричних і магнітних втрат; J_{sc} – густина струму в провіднику; A_s – лінійне струмове навантаження на розточці осердя.

Графіки свідчать, що з точки зору рівномірності розподілу магнітної індукції петльова укорочена обмотка має перевагу, до того ж дає декілька більше значення індукції в робочій камері. А нерівномірність розподілу в обох випадках викликана дискретною структурою обмотки статора.

Якщо ж розглядати окремі фазні обмотки, то в її петльовому варіанті симетрія є її суттю. А отже при концентричній обмотці через відмінності параметрів фазних обмоток (див. табл. 2) має місце значна несиметрія фазних струмів і інших електричних величин. А це веде до відомих проблем, основою аналізу яких є наступна наближена методика.

Вводиться реактивний опір пазової частини обмотки $X_a = E_a / I_s$, який склав 1,159 Ом і за суттю враховує взаєміндуктивні опори усіх фаз, оскільки фазна ЕРС E_a визначалася за магнітним полем усієї трифазної обмотки.

Відмінність параметрів трьох обмоток виникла через різні довжини їх лобових частин, наведених в табл. 5. Тому відрізняються активні R_s і реактивні X_v опори, які наведені в тій же таблиці.

Таблиця 5

Порівняння параметрів фаз індуктора
для концентричної обмотки

Фазна обмотка	l_m мм	X_v Ом	R_s Ом	Z_s Ом	I_s А
1	363	0,473	0,275	1,529	65,30
2	532	0,573	0,403	1,776	56,16
3	486	0,508	0,368	1,708	58,55
av	460	0,473	0,349	1,671	59,85

Щоб виключити «перекіс» фазних напруг, концентрична обмотка живиться за схемою «зірка» з нейтральним дротом N (рис. 2). Тоді для кожної фази обчислюються окремих повний опір

$$Z_s = \sqrt{(R_s + R_{mag})^2 + (X_a + X_v)^2} \quad (9)$$

й фазний струм $I_s = U_s/Z_s$.

Отримана несиметрична система струмів дана в табл. 5. У ній окрім параметрів пронумерованих фазних обмоток 1, 2, 3 надані також параметри усередненої обмотки av .

Набуті діючі значення фазних струмів підставлені у формули (1), і виконаний ряд розрахунків магнітного поля при зміні β від 0 до 180° з кроком 2°, що забезпечило імітацію обертання магнітного поля.

У кожній розрахунковій точці визначалися значення магнітної індукції у фіксованих точках робочої камери: 1 – в центрі; 2, 3 – у верхній і правій граничних точках.

Результати розрахунків для несиметричної концентричної обмотки надані на рис. 12 порівняно з аналогічними графіками для симетричної петльової обмотки. Графіки показують перевагу петльової обмотки, яка забезпечує практично стабільність магнітної індукції. При концентричній обмотці мають місце значні пульсації магнітної індукції, оскільки несиметрична система струмів дає еліптичне магнітне поле.

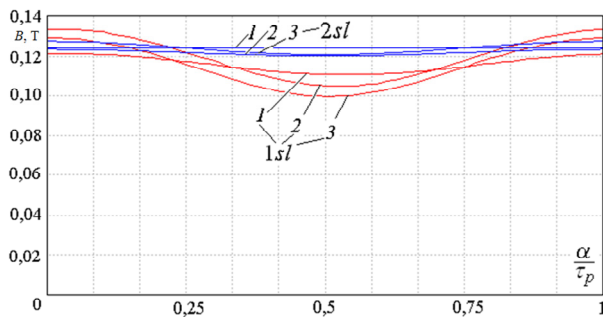


Рис. 12. Зміни магнітної індукції в нерухомих точках робочої камери при обертанні магнітного поля:
1 – у центрі; 2, 3 – на поверхні вгорі і праворуч

Висновки.

1. Розроблена методика дозволяє на основі єдиного підходу розраховувати геометричні параметри лобових частин концентричної і петльової обмоток з урахуванням їх деталізованої структури і розмірів усіх складових елементів, що дає значно точніші результати порівняно з класичними методами проектування електричних машин.

2. В умовах індуктора магнітного поля роль лобових частин обмоток виявляється значно істотною, ніж в умовах класичних машин змінного струму. Це проявляється в збільшенні в 5-6 разів відносного

вкладу в рівняння рівноваги ЕРС і напруг падінь напруги на реактивному опорі лобового розсіяння, а також і на активному опорі обмоток.

3. До важливої переваги петльової укороченої обмотки порівняно з концентричною діаметральною обмоткою можна віднести меншу довжину провідника лобової частини, що приводить до зменшення активного опору обмотки в цілому на 11 % і реактивного опору лобового розсіяння – на 18 %.

4. Петльова трифазна обмотка є симетричною, тоді як концентрична обмотка має явно виражену несиметрію через відмінності параметрів її лобових частин, що призводить до істотного погіршення електромагнітних параметрів індуктора в цілому.

5. Через особливості дискретної фазної структури концентричної діаметральної обмотки і несиметрії її фазних струмів магнітне поле в робочій камері індуктора є нестабільним і менш однорідним порівняно з петльовою укороченою обмоткою.

6. До переваг концентричної обмотки можна віднести декілька менші розміри частки індуктора в зоні її лобових частин, а також менш складну технологію виготовлення і укладання в пази осердя.

7. Подальшим розвитком досліджень має бути відпрацювання технології виготовлення петльової укороченої двошарової обмотки в умовах індуктора, виконання відповідних його експериментальних досліджень, а також покращення параметрів цієї обмотки шляхом її оптимізації.

Конфлікт інтересів. Автори заявляють про відсутність конфлікту інтересів.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Логвиненко Д.Д., Шеляков О.П. Интенсификация технологических процессов в аппаратах с вихревым слоем. – К.: Техника, 1976. – 144 с.
2. Belounis A., Mehasni R., Ouil M., Feliachi M., El-Hadi Latreche M. Design with optimization of a magnetic separator for turbulent flowing liquid purifying applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 8, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2015.2424401>.
3. Аппарат вихревого слоя ABC-100. Режим доступу: <https://avs.globecore.ru/products/avs-100.html> (Дата звернення: 30.09.2017).
4. Ogonowski S., Wołosiewicz-Głab M., Ogonowski Z., Foszcz D., Pawelczyk M. Comparison of wet and dry grinding in electromagnetic mill. *Minerals*, 2018, vol. 8, no. 4, p. 138. doi: <https://doi.org/10.3390/min8040138>.
5. Wołosiewicz-Glab M., Ogonowski S., Foszcz D., Gawenda T. Assessment of classification with variable air flow for inertial classifier in dry grinding circuit with electromagnetic mill using partition curves. *Physicochemical Problems of Mineral Processing*, 2018, vol. 54, no. 2, pp. 440-447. doi: <http://dx.doi.org/10.5277/ppmp1867>.
6. Calus D., Makarchuk O. Analysis of interaction of forces of working elements in electromagnetic mill. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, no. 12, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.12.12>.
7. Shvedchikova I., Melkonova I., Romanchenko J. Research of magnetic field distribution in the working area of disk separator, taking into account an influence of materials of permanent magnets. *EUREKA: Physics and Engineering*, 2020, vol. 1, pp. 87-95. doi: <https://doi.org/10.21303/2461-4262.2020.001106>.
8. Makarchuk O., Calus D., Moroz V. Mathematical model to calculate the trajectories of electromagnetic mill operating

elements. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 2, pp. 26-34. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.026>.

9. Копылов И.П., Клоков Б.К., Морозкин В.П., Токарев Б.Ф. *Проектирование электрических машин*. – М.: Издательство Юрайт, 2011. – 767 с. Режим доступа: https://em.fea.kpi.ua/images/doc_stud/distiplini/oapem2/kopilov_p_roektirovanie_em_2011.pdf (Дата звернення: 10.05.2021).

10. Милых В.И., Шилкова Л.В. Характеристики цилиндрического индуктора вращающегося магнитного поля технологического назначения при его питании от сети с заданным напряжением. *Электротехника і електромеханіка*, 2020, № 2, С. 43-49. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.2.02>.

11. Милых В.И., Шилкова Л.В. Токовый метод контроля концентрации ферромагнитных элементов в рабочей камере технологического индуктора магнитного поля в процессе эксплуатации. *Электротехника і електромеханіка*, 2020, № 5, С. 12-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.5.02>.

12. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. Режим доступа: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (Дата звернення: 15.05.2021).

REFERENCES

1. Logvinenko D.D., Sheljakov O.P. *Intensifikacija tehnologicheskikh processov v apparatah s vihrevym sloem* [Intensification of technological processes in apparatus with a vortex layer]. Kiev, Tehnika Publ., 1976. 144 p. (Rus).

2. Belounis A., Mehasni R., Ouil M., Feliachi M., El-Hadi Latreche M. Design with optimization of a magnetic separator for turbulent flowing liquid purifying applications. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2015, vol. 51, no. 8, pp. 1-8. doi: <https://doi.org/10.1109/tmag.2015.2424401>.

3. *Company GlobeCore. Vortex Layer Machine ABC-100*. Available at: <https://avs.globecore.ru/products/avs-100.html> (accessed 30 September 2017). (Rus).

4. Ogonowski S., Wołosiewicz-Głab M., Ogonowski Z., Foszcz D., Pawelczyk M. Comparison of wet and dry grinding in electromagnetic mill. *Minerals*, 2018, vol. 8, no. 4, p. 138. doi: <https://doi.org/10.3390/min8040138>.

5. Wołosiewicz-Głab M., Ogonowski S., Foszcz D., Gawenda T. Assessment of classification with variable air flow for inertial classifier in dry grinding circuit with electromagnetic mill using partition curves. *Physicochemical Problems of Mineral Processing*, 2018, vol. 54, no. 2, pp. 440-447. doi: <http://dx.doi.org/10.5277/ppmp1867>.

6. Calus D., Makarchuk O. Analysis of interaction of forces of working elements in electromagnetic mill. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2019, no. 12, pp. 64-69. doi: <https://doi.org/10.15199/48.2019.12.12>.

7. Shvedchykova I., Melkonova I., Romanchenko J. Research of magnetic field distribution in the working area of disk separator, taking into account an influence of materials of permanent magnets. *EUREKA: Physics and Engineering*, 2020, vol. 1, pp. 87-95. doi: <https://doi.org/10.21303/2461-4262.2020.001106>.

8. Makarchuk O., Calus D., Moroz V. Mathematical model to calculate the trajectories of electromagnetic mill operating elements. *Technical Electrodynamics*, 2021, no. 2, pp. 26-34. doi: <https://doi.org/10.15407/techned2021.02.026>.

9. Kopylov I.P., Klovov B.K., Morozkin V.P., Tokarev B.F. *Proektirovanie elektricheskikh mashin* [The design of electrical machines]. Moscow, Yurait Publ., 2011. 767 p. (Rus). Available at: https://em.fea.kpi.ua/images/doc_stud/distiplini/oapem2/kopilov_p_roektirovanie_em_2011.pdf (accessed 10 May 2021).

10. Milykh V.I., Shilkova L.V. Characteristics of a cylindrical inductor of a rotating magnetic field for technological purposes when it is powered from the mains at a given voltage. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 2, pp. 13-19. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.2.02>.

11. Milykh V.I., Shilkova L.V. Control current method of the concentration of ferromagnetic elements in the working chamber

of the technological inductor of magnetic field during its operation. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2020, no. 5, pp. 12-17. doi: <https://doi.org/10.20998/2074-272x.2020.5.02>.

12. *Finite Element Method Magnetics: OldVersions*. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. Available at: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (accessed 15 May 2021).

Надійшла (Received) 15.05.2021
 Прийнята (Accepted) 20.06.2021
 Опублікована (Published) 27.08.2021

Мілых Володимир Іванович¹, д.т.н., проф.,
 Тимін Михайло Геннадійович¹, аспірант,
¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: mvikemkpi@gmail.com (Corresponding author),
 gunter_odim@ukr.net

V.I. Milykh¹, M.G. Tymyn¹

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

A comparative analysis of the parameters of a rotating magnetic field inductor when using concentric and loop windings.

Introduction. Three-phase inductors of a rotating magnetic field are used in grinders, separators and stirrers for the technological processing of bulk and liquid substances. This occurs in a cylindrical working chamber under the influence of ferromagnetic elements in the form of pieces of iron wire, which move together with the field. **Problem.** By analogy with three-phase induction motors, for the stator of inductors a concentric winding is adopted, which is a diametric single-layer winding. When moving from such motors to an inductor, its operating conditions have changed due to the significantly increased non-magnetic space inside the inductor compared to the motor clearances. The difference in the frontal parts of the phase windings has become essential for the electromagnetic parameters and the structure of the magnetic field in the inductor working chamber. Therefore, a loop shortened stator winding, which is symmetrical, can be considered as an alternative to a concentric diametric winding. **Goal.** The aim of the work is to compare the dimensional and electromagnetic parameters of a rotating magnetic field inductor in two versions of its three-phase winding: concentric single-layer diametric and loop shortened two-layer. **Methodology.** Comparison of the windings is carried out through a detailed analysis of the geometrical parameters of their frontal parts, as well as through numerical-field calculations of the electromagnetic parameters of the inductor as a whole and the distribution of the magnetic field in its working chamber. **Results.** A significant difference in the geometrical parameters of the frontal parts of the two windings under inductor conditions was revealed. The loop version of the winding makes it possible to reduce the length of the winding conductor, its active resistance, as well as the reactance of its frontal dissipation. At the same time the asymmetry of the phase windings is excluded and an increase in the homogeneity of the magnetic field in the inductor working chamber is provided. **Originality.** The scientific novelty of the work lies in the development of a method of comparative analysis of the windings under the conditions of the rotating magnetic field inductor and in revealing the advantages of a loop shortened winding compared to the used concentric diametric winding. **Practical value.** The loop shortened stator winding recommended for the inductor will eliminate the asymmetry of its electromagnetic system. Thereby, the quality of its work in the technological processing of different substances is significantly increased due to ensuring the homogeneity of the magnetic field in the working chamber. At the same time, the copper conductor of the winding is still saved, and the efficiency of the inductor is also increased by reducing the power of electrical losses. References 12, tables 5, figures 12.

Key words: rotating magnetic field inductor, stator winding versions, geometrical and electromagnetic parameters.