



ISSN 1727-9895

Праці

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

**Випуск
50**

**Київ
2018**

Відділення фізико-технічних проблем енергетики
Національної академії наук України
Інститут електродинаміки

ПРАЦІ
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Виходить тричі на рік

Засновано у 1999 році

Випуск
50

Київ
2018

Головний редактор:

Заступники головного редактора:

Антонов О.Є., докт. техн. наук

Мислович М.В., докт. техн. наук

Петухов І.С., докт. техн. наук

Редакційна колегія

Інститут електродинаміки НАН України:

Кириленко О.В.	академік НАН України	Шидловська Н.А.	член-кор. НАН України
Стогній Б.С.	академік НАН України	Щерба А.А.	член-кор. НАН України
Шидловський А.К.	академік НАН України	Авраменко В.М.	докт. техн. наук
Волков І.В.	член-кор. НАН України	Буткевич О.Ф.	докт. техн. наук
Жаркін А.Ф.	член-кор. НАН України	Васецький Ю.М.	докт. техн. наук
Кондратенко І.П.	член-кор. НАН України	Кенсицький О.Г.	докт. техн. наук
Кузнецов В.Г.	член-кор. НАН України	Липківський К.О.	докт. техн. наук
Михальський В.М.	член-кор. НАН України	Новік А.І.	докт. техн. наук

Резцов В.Ф., член-кор. НАН України, Інститут відновлюваної енергетики НАН України, м. Київ
Розов В.Ю., член-кор. НАН України, Науково-технічний центр магнетизму технічних об'єктів, м. Харків
Маляр В.С., докт. техн. наук, Національний університет «Львівська політехніка», м. Львів
Римша В.В., докт. техн. наук, Національний технічний університет, м. Одеса

Bendahmane Boukhalfa, Doctor of Engineering Sciences, University of Béjaïa, Algeria

Pavlik M., Member of NAS Ukraine, Technical University of Lodz, Poland

Plotkin Yu.R., Doctor of Engineering Sciences, Berlin School of Economics and Law

Відповідальний секретар: Новік Н.В.

Збірник входить до переліку профільних видань ДАК МОН України та представлено у таких системах реферування:

- загальнодержавному депозитарії «Наукова періодика України»;
- загальнодержавній базі даних «Україніка наукова» (реферативний журнал «Джерело»);
- науковій електронній бібліотеці періодичних видань НАН України (NA SPLIB) (<http://www.dspace.nbuv.gov.ua/>);
- базі РІНЦ Наукової електронної бібліотеки, Росія;
- Реферативному журналі, Росія.

У збірнику здійснюються експертне рецензування та наукове редагування статей.

*Друкується за постановою вченої ради
Інституту електродинаміки Національної академії наук України.
Протокол № 7 від 14 червня 2018 року.*

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

Засновник та видавець: Інститут електродинаміки НАН України

Україна, 03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56

Адреса редакції:

03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56,

Інститут електродинаміки НАН України.

Тел. (044) 366-26-56

E-mail: mlyv@ied.org.ua; takied@meta.ua;

Адреса сайту: <http://ied.org.ua>

Видання наукове

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Випуск
50

Редактор: Ю.В. Морозова-Леонова

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

Підп. до друку 25.07.2018. Формат 60х84 / 8. Папір офс. Офс. друк. Ум. друк. арк. 12,2.

Обл.-вид. арк. 13,0. Тираж 100 прим. Зам. 39. Ціна за домовленістю.

*03057, м. Київ-57, пр. Перемоги, 56,
Інститут електродинаміки НАН України.*

Відділ оперативної поліграфії Інституту електродинаміки НАН України

**Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України**

Випуск 50

2018 р.

ЗМІСТ

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

Черненко П.О., Мірошник В.О. Короткострокове прогнозування електричного навантаження електропостачальної компанії з використанням штучної нейронної мережі глибинного навчання	5
Тугай Ю.І., Демов О.Д., Нікішин Д.А., Півнюк Ю.Ю. Декомпозиція електричних мереж при оптимізації реактивних потужностей	11
Блінов І.В., Парус Є.В., Рибіна О.Б., Танкевич С.Є. Вибір оптимальної архітектури та складу системи моніторингу аварійних станів розподільних ліній	16
Козирський В.В., Тугай І.Ю., Тютюнник Ф.О. Про використання тензорного аналізу в задачах визначення запасу статичної стійкості електричних систем за наявності джерел розподіленої генерації	23
Kuchanskyi V.V. Abnormal resonance overvoltages in main power electrical networks with sources of distortions	27
Кузнецов М.П., Лисенко О.В. Імовірнісне моделювання потужності електроенергетичного комплексу у складі вітрової та сонячної електростанцій	37
Красножон А.В., Пентегов І.В., Красножон О.В., Тимошенко З.О. Зменшення втрат активної потужності в грозозахисному тросі двоколової повітряної лінії електропередачі шляхом зміни розташування її фаз.....	42
Makov D.K., Antonjuk A.I. Determination of three-phase voltage s unbalance with the use of analog-digital convertors of its instantaneous values and mathematical treatment of the got codes	46
Kot sur M.I., Yarymbash D.S., Bezverkhnia Yu.S., Andrienko A.A., Andrienko D.S. Features of influence of the higher harmonics on choice parameters usbars of workshop networks	51

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

<i>Кенсицький О.Г., Крамарський В.А., Кобзар К.О., Хвалін Д.І.</i> Дослідження ефективності конструкцій торцевої зони осердя статора турбогенератора.....	56
<i>Зайцев Є.О., Левицький А.С.</i> Аналітичне визначення геометричних параметрів обвідної полюсів ротора гідрогенератора за даними сенсорів повітряного зазору.....	62
<i>Карлов О.М., Кондратенко І.П., Кришук Р.С., Ращенкін А.П.</i> Аксиальні магнітні сили торцевого дугостаторного двигуна з дисковим біметалевим ротором.....	71

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

<i>Руденко Ю.В., Мартинов В.В.</i> Дослідження процесів та вибір параметрів імпульсного підвищувального перетворювача з автотрансформаторним увімкненням дроселя.....	79
<i>Спірін В.М., Губаревич В.М., Маруня Ю.В., Салко С.В.</i> Покращення електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з паралельним активно-ємнісним навантаженням	83
<i>Алексєєв О.Г., Алексієвський Д.Г., Туришев К.О., Шмалій С.Л., Панкова О.О.</i> Візуальне моделювання однофазного мостового випрямляча	88

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

<i>Кучерявая И.Н.</i> Електромагнітне поле підземної одноцепної кабельної лінії сверхвысокого напруги.....	92
<i>Михайлов В.М., Петренко М.П.</i> Визначення профілю соленоїда для створення імпульсного магнітного поля на плоскій границі провідника.....	96

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ТА ЕНЕРГЕТИЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

<i>Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Гориславець Ю.М., Новський В.О., Глухенький О.І., Бондар О.І.</i> Індукційне нагрівання з'єднаних з натягом феромагнітних деталей	101
<i>Васецький Ю.М., Кондратенко І.П., Мазуренко І.Л., Пащин О.М.</i> Обробка зварних з'єднань імпульсним електромагнітним полем при слабкому скін-ефекті	106
<i>Супруновська Н.І., Белкін С.В., Реуцький М.О., Щерба А.А.</i> Оцінка ефективності використання акумуляторної батареї та суперконденсатора в системі живлення електромобіля.....	115

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

УДК 621.311:681.3

КОРОТКОСТРОКОВЕ ПРОГНОЗУВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНОГО НАВАНТАЖЕННЯ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАЛЬНОЇ КОМПАНІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ ШТУЧНОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ ГЛИБИННОГО НАВЧАННЯ

П.О. Черненко, докт. техн. наук, **В.О. Мірошник**, інж.

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: cher@ied.org.ua

Запропоновано нову архітектуру штучної нейронної мережі глибинного навчання eResNet для короткострокового прогнозування електричного навантаження електропостачальної компанії. Базовими блоками такої архітектури є шари автокодуючого типу з обхідними з'єднаннями. Перший шар блока зменшує розмірність даних для виділення найбільш інформативних сигналів, другий – відновлює розмірність. Кожний шар включає нелінійну функцію SELU (scaled exponential linear unit). Обхідні з'єднання спрощують розповсюдження градієнта похибки, що дає змогу однаково ефективно навчати всі шари нейронної мережі. Проведено дослідження впливу розміру навчальної вибірки на точність прогнозування. Похибка MAPE нейронної мережі eResNet становить 3,69 % (у разі навчання на інформації за 11 років), похибка багатощарового перцептрона становить 3,85 % (у разі використання інформації за вісім років). Бібл. 13, рис. 3, таблиця.

Ключові слова: електричне навантаження, короткострокове прогнозування, штучна нейронна мережа, глибинне навчання.

Для розв'язання більшості технологічних задач планування режимів автоматизованої системи диспетчерського управління (АСДУ) енергосистемою необхідні добові графіки погодинного навантаження з певним упередженням (як правило, від 1 до 7 діб). Ця інформація отримується в результаті розв'язання задачі короткострокового прогнозування електричного навантаження (ЕН), тому ефективність розв'язання технологічних задач АСДУ суттєво залежить від точності та надійності результатів короткострокового прогнозування ЕН.

В умовах майбутнього лібералізованого ринку електричної енергії України у електропостачальних організаціях з'являються прямі економічні стимули для підвищення точності погодинних прогнозів свого ЕН. Згідно з прийнятим ЗУ «Про ринок електричної енергії» [1] та затвердженими «Правилами ринку» [2] електропостачальники є сторонами, відповідальними за баланс своїх споживачів та зобов'язані нести фінансову відповідальність за небаланси електричної енергії перед оператором системи передачі. Ціна небалансу буде залежати від маржинальної ціни на балансуючому ринку за розрахунковий період.

В Інституті електродинаміки НАН України дослідження в галузі короткострокового прогнозування проводяться в двох напрямках: побудова аналітичної адитивної математичної моделі ЕН [3] та розвиток методів прогнозування з застосуванням штучних нейронних мереж (ШНМ).

Модульність аналітичної моделі та універсальність ШНМ дають можливість розробляти гібридні моделі, які використовують переваги обох підходів.

Процес розробки моделі для прогнозування можна розділити на два етапи:

- визначення форми функціонального зв'язку $y = f(x)$ між прогнозною величиною та факторами, які на неї впливають;
- оцінка параметрів θ моделі $y = f(x, \theta)$.

Зазвичай визначення форми функціонального зв'язку є набагато складнішою задачею і потребує від розробника додаткових знань про характер прогнозованої величини та факторів, які на неї впливають.

При побудові адитивної математичної моделі процес визначення $f(\cdot)$ полягає в розкладанні ЕН на складові залежно від характеру зовнішніх факторів, які впливають на зміну ЕН. У результаті кожна складова моделюється окремо, що дає змогу застосовувати математичні методи, які враховують особливості кожної складової оптимальним чином. Прогнозні значення ЕН формуються як сума прогнозів усіх складових. Такий підхід дає змогу коректно інтерпретувати результати прогнозування, аналізувати причини виникнення похибок та незалежно удосконалювати моделювання окремих складових. Недоліком такого підходу є те, що для розробки моделі розробник має глибоко розуміти особливості ЕН цього об'єкта.

Перевагою ж штучних нейронних мереж є те, що визначення, а точніше апроксимація, форми функціонального зв'язку проводиться безпосередньо в процесі навчання [4]. Оскільки обидві операції включені в одну оптимізаційну задачу, то нейронна мережа в процесі навчання прагне як краще з точки зору цільової функції апроксимувати форму функціонального зв'язку.

З теорії машинного навчання відомо, що за допомогою штучної нейронної мережі з одним прихованим шаром нейронів та нелінійною активаційною функцією можна апроксимувати будь-яку неперервну функцію з довільною точністю. Але на практиці далеко не завжди вдається досягти бажаної точності за допомогою ШНМ з одним прихованим шаром нейронів.

Протягом останніх 10 років у галузях комп'ютерного зору, автоматичного керування, обробки тексту та звуків досягнуто значних результатів, які в окремих задачах досягають та перевершують можливості людини. Основою для прориву стало значне зростання обчислювальних можливостей за рахунок сучасних графічних процесорів (GPU), збільшення кількості доступних даних, використання штучних нейронних мереж більш складної архітектури та вдосконалення методів їх навчання.

У роботах [5, 6] запропоновано використовувати послідовно декілька шарів одновимірної згортки (convolution) для короткострокового прогнозування електричного навантаження. Вихід згорткових шарів об'єднується зі значеннями зовнішніх факторів та подається у повнозв'язний шар або послідовність таких шарів. Запропонована у роботі [5] архітектура показує точність на рівні з мережами LSTM-S2S та FCRBM, а у [6] згорткова ШНМ показує значно кращий результат, ніж мережа типу LSTM. В обох роботах мережі глибинного навчання перевершують за точністю звичайні перцептрони та SVM.

Гібридна архітектура, яка запропонована в роботі [7], поєднує шари одновимірної згортки типу Inception (входом яких є попередні 168 значень ЕН) та послідовно з'єднаний шар LSTM. Паралельно інформація щодо зовнішніх факторів подається до повнозв'язного шару, вихід якого об'єднується з виходом LSTM та подається в два послідовних повнозв'язних шари. Як і в попередніх роботах, подібна архітектура показує кращі результати, ніж проста LSTM та звичайний багатошаровий перцептрон (БШП).

Рекурентні ШНМ глибинного навчання типу LSTM та GRU у роботі [8] порівнюються зі звичайною рекурентною нейронною мережею. Особливістю цієї роботи є декомпозиція рядів ЕН з 15-хвилинною дискретністю на чотири ряди з різною періодичністю, які подаються на окремі рекурентні модулі. Обидві рекурентні мережі глибинного навчання перевершують за точністю просту рекурентну мережу. Загальним недоліком згаданих робіт можна назвати те, що у разі порівняння різних моделей не враховується кількість параметрів, що на пряму впливає на ефективність навчання, узагальнюючу здатність та точність моделі.

У роботі [9] доводиться, що причиною ефективності глибинних нейронних мереж є їх природня можливість відображати композиційні залежності виду

$$f(x_1, \dots, x_n) = h_4 \left(h_2 \left(h_3 \left(h_4 \left(\dots h_1(x_{n-k}, \dots, x_n) \right) \right) \right) \right), \quad (1)$$

де h_i можна інтерпретувати як вихід прихованого шару нейронів.

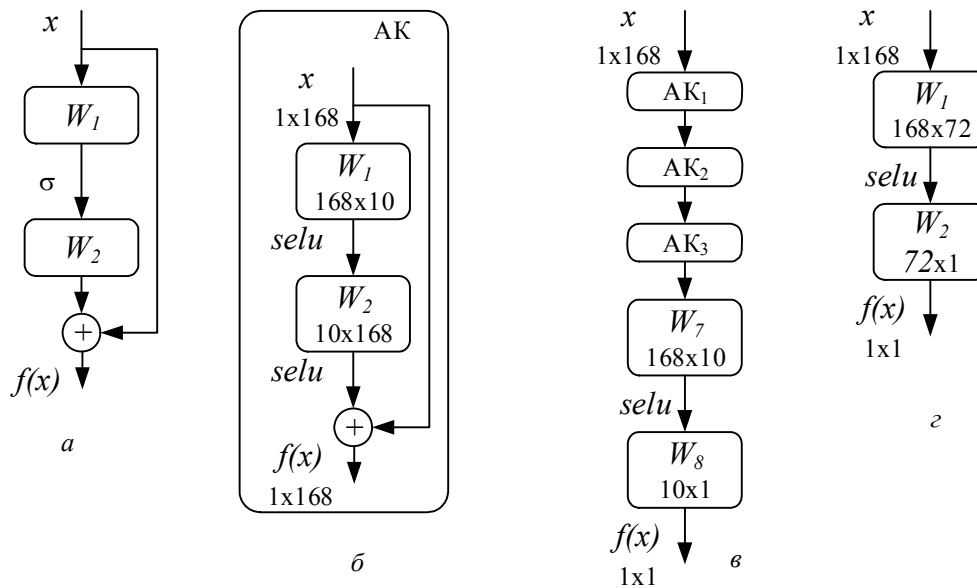


Рис. 1

Нейронна мережа з більшою кількістю прихованих шарів здатна точніше апроксимувати складні функціональні залежності, що дає змогу досягти кращих результатів.

Значного збільшення кількості шарів у мережі було досягнуто завдяки використанню обхідних з'єднань (shortcut connections) [10] між шарами прихованих нейронів (рис. 1 а). У роботі використовуються згорткові шари. Вихід блока з обхідним зв'язком можна записати як

$$y = W_2 * \sigma(W_1 * x) + x, \quad (2)$$

де y – вихідний вектор блока; W_1, W_2 – матриці вагових коефіцієнтів прихованих шарів; σ – функція логістичної сигмоїди; x – вхідний вектор першого прихованого шару; $*$ – операція згортки.

У цій й же роботі автори запропонували архітектуру на базі блоків з обхідними зв'язками *ResNet*, яка включає 152 згорткових шари. На момент створення ця нейронна мережа досягла найкращих результатів у конкурсі щодо розпізнавання зображень (ISVRC, 2015). Враховуючи універсальний характер обхідних з'єднань, вони можуть бути адаптовані для використання в задачі короткострокового прогнозування ЕН.

У роботі [11] показано, що така архітектура еквівалентна ансамблю простих нейронних мереж. Завдяки наявності обхідних з'єднань інформація передається з входу на вихід кількома шляхами з різною кількістю шарів. Це дає змогу градієнту похибки досягати відповідних вагових коефіцієнтів через меншу кількість шарів, що значно зменшує вплив ефекту нестабільності градієнта при навчанні (зменшенні чи збільшенні норми градієнта при розповсюдженні через шари ШНМ).

У цій роботі пропонується архітектура штучної нейронної мережі глибокого навчання для короткострокового прогнозування ЕН (рис. 1 в) – *eResNet*. Ця нейронна мережа складається з трьох блоків автокодувального типу (АК) з обхідними з'єднаннями (рис. 1 б). Особливістю архітектури такого типу є однакова кількість вхідних (d_x) та вихідних (d_y) нейронів та менша кількість прихованих (d_n) нейронів $d_x = d_y > d_n$. Вихід АК подається у звичайний багатошаровий перцептрон, виходом якого є прогнозне значення навантаження. Вихід блока АК задається формулою

$$y_{AK} = \text{selu}(\text{selu}(x \cdot W_1 + b_1) \cdot W_2 + b_2) + x. \quad (3)$$

Вихід всієї мережі розраховується таким чином:

$$y = \text{selu}(y_{AK} \cdot W_7 + b_7) \cdot W_8 + b_8. \quad (4)$$

Функція *selu* (scaled exponential linear unit) [12] має вигляд

$$\text{selu} = \lambda \begin{cases} z & z > 0 \\ \alpha e^z - \alpha & z \leq 0 \end{cases} \quad (5)$$

де z – лінійна комбінація виходів попереднього шару $z = Wx$; x – вектор-рядок виходів попереднього шару; λ, α – параметри, які необхідні для забезпечення властивості саморегуляризації $\alpha = 1,6733$ та $\lambda = 1,0507$.

Внаслідок великої кількості параметрів глибинні ШНМ більш схильні до перенавчання, але збільшення навчальної вибірки як за допомогою нових даних, так і штучно та застосування адекватних технік регуляризації дають змогу покращити узагальнюючі властивості мережі.

Для оцінки ефективності запропонованої архітектури точність прогнозування годинних значень ЕН *eResNet* порівнювалась з точністю прогнозу звичайного багатошарового персептрона з одним прихованим шаром нейронів (рис. 1 з). Кількість прихованих нейронів кожного блока АК $d_h = 10$, розмірність вхідного вектора $d_x = 168$, розмірність виходу $d_y = 168$. Сумарна кількість параметрів трьох блоків АК та багатошарового персептрона з $d_h = 10$ дорівнює 12 315. Альтернативна модель персептрона включає 72 прихованих нейрони, що сумарно дає 12 241 параметр. Для побудови моделей та прогнозування було використано дані ПАТ «Київенерго» за період з 01.01.2002 по 25.05.2017 (рис. 2) всього 134 760 годинних значень ЕН. Незважаючи на тривалий період часу та вплив фінансової кризи 2008–2009 років, дані є досить рівномірними, для того щоб використовувати для навчання ШНМ.

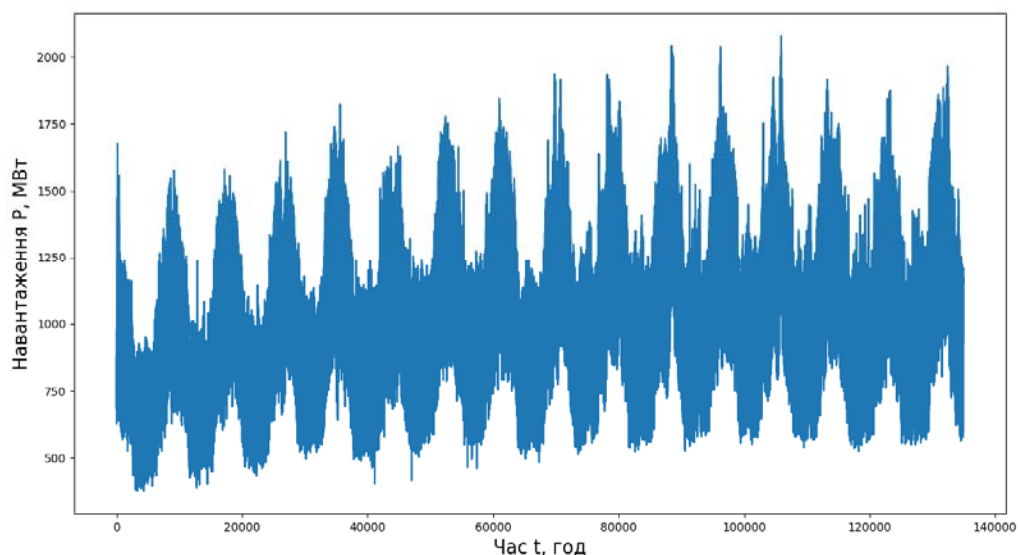


Рис. 2

Усі дані розбивались на навчальну та тестову вибірки. Тестова вибірка складалася з 8760 прикладів (вхідних векторів та відповідних бажаних вихідних значень) за період з 25.05.2016 по 25.05.2017, 10 % прикладів, які вибрані випадково з навчальної вибірки, використовувались тільки для контролю та не брали участі в розрахунку градієнта похибки.

Для обмеження ефекту перенавчання застосовувалась рання зупинка у разі незменшення значення функції втрат на контрольній вибірці в межах 0,001 протягом 40 епох, максимальна кількість епох навчання 100. При цьому зберігались всі нейронні мережі, які зменшували значення втрат на контрольній вибірці. Для розрахунку тестової похибки вибиралась нейронна мережа з найменшими значеннями втрат на контрольній вибірці.

Вихід обох нейронних мереж складається з одного нейрона, який відповідає навантаженню P_t на момент часу t . Вхідний шар нейронної мережі складається з 168 нейронів, які відповідають попереднім значенням ЕН з лагом від 24 до 192 годин:

$$y = P_t, x = [P_{t-24}, \dots, P_{t-192}]. \quad (6)$$

Попередня підготовка вхідних та вихідних змінних включала три етапи:

- виключення аномальних викидів;
- логарифмування для стабілізації дисперсії $x_{in} = \ln(x), y_{in} = \ln(y)$;

- нормалізація, середнє арифметичне та дисперсія розраховувались тільки на навчальній вибірці:

$$\tilde{x} = \frac{x_{in} - m_{x_{in}}^{HABY}}{s_{x_{in}}^{HABY}}, \tilde{y} = \frac{y_{in} - m_{y_{in}}^{HABY}}{s_{y_{in}}^{HABY}}, \quad (7)$$

де $\tilde{x}, \tilde{y}$ – безпосередні значення входів та виходів нейронної мережі; $m_{x_{in}}^{HABY}, m_{y_{in}}^{HABY}$ – середньо-арифметичні значення вибірки; $s_{x_{in}}^{HABY}, s_{y_{in}}^{HABY}$ – середньоквадратичне відхилення вибірки.

Після зворотних перетворень виходів ШНМ ($\tilde{y}$) отримуємо значення ЕН в МВт, яке використовується для розрахунку похибок:

$$\hat{y} = e^{\tilde{y} \cdot s_{y_{in}}^{HABY} + m_{y_{in}}^{HABY}}. \quad (8)$$

Для оцінки похибки використовувалась функція MAPE:

$$MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \frac{y_i - \hat{y}_i}{y_i} \right| \cdot 100\%, \quad (9)$$

де y_i – фактичне значення навантаження в i -ту годину; $\hat{y}_i$ – прогнози значення навантаження в i -ту годину.

Навчання проводилось у міні-пакетному режимі з допомогою алгоритму оптимізації AMSGrad [13] з 10 прикладами у кожному міні-пакеті, які вибираються з навчальної вибірки випадково згідно з рівномірним законом розподілу.

Для дослідження ефективності нейронних мереж глибокого навчання у разі наявності великої кількості даних процедура навчання проводилась 14 разів зі збільшенням навчальної вибірки на 8760 прикладів на кожному кроці. На 14 кроці використовувались усі доступні дані.

Залежність похибки на тестовій вибірці від розміру навчальної вибірки зображена на рис. 3, числові значення наведені в таблиці.

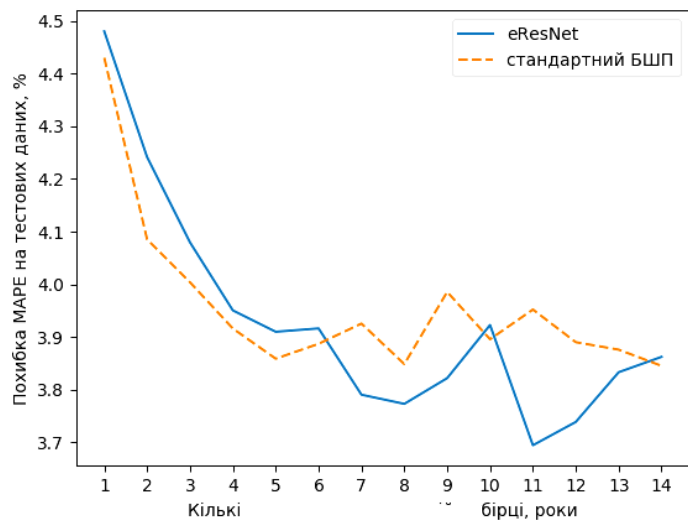


Рис. 3

Нейронна мережа		Кількість років, які включено у навчальну вибірку													
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
МА РЕ	БШП	4,43	4,09	4,00	3,92	3,86	3,89	3,93	3,85	3,99	3,90	3,95	3,89	3,88	3,85
	eResNet	4,48	4,24	4,08	3,95	3,91	3,92	3,79	3,78	3,82	3,92	3,69	3,74	3,83	3,86

З таблиці видно, що мінімальна похибка MAPE eResNet становить 3,69 % у разі навчання на вибірці, яка включає інформацію за 11 років. Мінімальна похибка багатосарового перцептрона становить 3,85 % у разі використання інформації за вісім років.

Висновки:

1. Враховуючи стохастичний характер навчання ШНМ, на основі наведених результатів можна зробити однозначний висновок, що запропонована архітектура штучної нейронної мережі глибокого навчання eResNet спроможна робити точніші прогнози, ніж стандартний багатосаровий перцептрон за наявності достатньої кількості даних.
2. Оскільки кількість параметрів в обох мережах приблизно рівна, то це підвищення точності пов'язано виключно з наявністю більшої кількості шарів та використанням необхідних з'єднань.
3. Для обох нейронних мереж збільшення навчальної вибірки до певного розміру призводить до зменшення похибки, після чого спостерігається ефект насичення, для звичайного багатосарового перцептрона він виявляється набагато раніше.

4. При використанні меншої кількості інформації (до шести років) звичайний перцептрон дає меншу точність прогнозів.

1. Про ринок електричної енергії: Закон України від 13.04.2017 р. № 2019-VIII. URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (дата звернення 21.07.2017).
2. Постанова НКРЕКП Про затвердження Правил ринку №307. URL: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18#n9> (дата звернення 14.03.2018).
3. Черненко П.О., Мартинюк О.В. Декомпозиція добового графіка електричного навантаження енергосистеми та моделювання його складових під час короткострокового прогнозування. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2017. Вип. 135. № 6. С. 86–93.
4. LeCun Y., Bengio Y., Hinton G. Deep learning. *Nature*. 2015. Vol. 521. P. 436–444.
5. Amarasinghe K., Marino D.L., Manic M. Deep Neural Networks for Energy Load Forecasting. *Proc. 2017 IEEE 26TH International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2017. P. 1483–1488.
6. Kuo P.H., Huang, C.J. A High Precision Artificial Neural Networks Model for Short-Term Energy Load Forecasting. *Energies*. 2018. Vol. 11. Issue 1. P. 213–226.
7. He W. Load Forecasting via Deep Neural Networks. *Proc. 5TH International Conference On Information Technology And Quantitative Management*. 2017. Vol. 122. P. 308–314.
8. Zhang B., Wu J.L., Chang P.C. A multiple time series-based recurrent neural network for short-term load forecasting. *Soft Computing*. 2018. Vol. 22. Issue 12. P. 4099–4112.
9. Mhaskar H.N., Poggio T. Deep vs. shallow networks: An approximation theory perspective. *Analysis and Applications*. 2016. Vol. 14. Issue 6. P. 829–848.
10. He K.M., Zhang X.Y., Ren S.Q., Sun J. Deep Residual Learning for Image Recognition. *Proc. Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*. 2016. P. 770–778.
11. Veit A., Wilber M., Velongie S. Residual networks behave like ensembles of relatively shallow networks. *Proc. Advances in Neural Information Processing Systems 29*. 2016. P. 550–558.
12. Klambauer G., Unterthiner T., Mayr A., Hochreiter S. Self-Normalizing Neural Networks. *Proc. Advances in Neural Information Processing Systems 30*. 2017. P. 971–980.
13. Reddi S.J., Kale S., Kumar S. On the Convergence of Adam and Beyond. ICLR 2018 Conference Submission. URL: <https://openreview.net/pdf?id=ryQu7f-RZ>

УДК 621.311:681.3

П.А. Черненко, докт. техн. наук, **В.А. Мирошник**, инж.

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

КРАТКОСРОЧНОЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ НАГРУЗКИ ЭНЕРГОСНАБЖАЮЩЕЙ КОМПАНИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ ГЛУБИННОГО ОБУЧЕНИЯ

При внедрении нового рынка электрической энергии Украины у энергоснабжающих компаний появятся прямые экономические стимулы для повышения точности краткосрочных прогнозов своего потребления. В последнее время благодаря развитию вычислительной техники и наличию огромных объемов данных большую популярность в задачах классификации образов и прогнозирования приобрели нейронные сети глубинного обучения. В данной работе предложена новая архитектура искусственной нейронной сети глубинного обучения eResNet для краткосрочного прогнозирования электрической нагрузки энергоснабжающей организации. Базовыми блоками такой архитектуры являются слои типа автокодировщика с обходными соединениями. Первый слой блока уменьшает размерность данных для выделения наиболее информативных сигналов, второй слой восстанавливает размерность. Каждый слой включает нелинейную функцию SELU (scaled exponential linear unit). Обходные соединения упрощают распространение градиента погрешности, что позволяет одинаково эффективно обучать все слои нейронной сети. Проведено исследование влияния размера обучающей выборки на точность прогнозирования. Погрешность MAPE нейронной сети eResNet составляет 3,69 % (при обучении на информации за 11 лет), погрешность многослойного перцептрона составляет 3,85 % (при использовании информации за 8 лет). Библ. 13, рис. 3, таблица.

Ключевые слова: электрическая нагрузка, краткосрочное прогнозирование, искусственная нейронная сеть, глубинное обучение.

P. Chernenko, V. Miroshnyk

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

SHORT-TERM ELECTRICAL LOAD FORECASTING FOR THE ELECTRICAL SUPPLY COMPANY WITH DEEP NEURAL NETWORK

With liberalization of the electricity market of Ukraine, electricity supply companies will have direct economic incentives to increase the accuracy of hourly load forecasts. Over the past 10 years, significant results achieved in the areas of computer vision, automated control, text and sound processing which outperform human-level. The basis for the

breakthrough was a significant increase in computing capabilities, due to modern graphics processors (GPUs), increased the availability of data, the development of more sophisticated machine learning algorithms. We present a new deep learning architecture eResNet for short-term forecasting of the hourly electrical load of the electrical supply company. Basic blocks of this architecture are the layers of the autoencoder type with the shortcut connections. The first layer of the block reduces the dimension of the data, to select the most informative signals, the second layer restores the dimension. Each layer includes a non-linear SELU (scaled exponential linear unit) function. Shortcut connections simplify the error gradient flow, which allows to effectively train all layers of the neural network. The study of the influence of the size of the training set on the accuracy of forecasting conducted. The MAPE of the eResNet is 3.69 % (when training set includes information for 11 years), the error of the multilayer perceptron is 3.85 % (using information for 8 years). References 13, figures 3, table.

Key words: electrical load, short-term forecasting, artificial neural network, deep learning.

1. Pro rynek elektrycznoej energii: Zakon Ukrainy vid 13.04.2017 r. № 2019-VIII. URL: <http://zakon3.rada.gov.ua/laws/show/2019-19> (data zatverdzhennia 21.07.2017).
2. Postanova NKREKP Pro zatverdzhennia Pravyl rynku №307. URL: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/v0307874-18#n9> (data zatverdzhennia 14.03.2018).
3. Chernenko P.O., Martyniuk O.V. Dekompozitsiia dobovoho hrafika elektrychnoho navantazhennia enerhosystemy ta modeliuvannia yoho skladovykh pid chas korotkostrokovoho prohnouzuvannia. Visnyk Vinnytskoho politekhnichnoho instytutu. Vinnytsia, 2017. № 6. Vyp. 135. S. 86–93.
4. LeCun Y., Bengio Y., Hinton G. Deep learning. *Nature*. 2015. Vol. 521. P. 436–444.
5. Amarasinghe K., Marino D.L., Manic M. Deep Neural Networks for Energy Load Forecasting. *Proc. 2017 IEEE 26TH International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. 2017. P. 1483–1488.
6. Kuo P.H., Huang, C.J. A High Precision Artificial Neural Networks Model for Short-Term Energy Load Forecasting. *Energies*. 2018. Vol. 11. Issue 1. P. 213–226.
7. He W. Load Forecasting via Deep Neural Networks. *Proc. 5TH International Conference On Information Technology And Quantitative Management*. 2017. Vol. 122. P. 308–314.
8. Zhang B., Wu J.L., Chang P.C. A multiple time series-based recurrent neural network for short-term load forecasting. *Soft Computing*. 2018. Vol. 22. Issue 12. P. 4099–4112.
9. Mhaskar H.N., Poggio T. Deep vs. shallow networks: An approximation theory perspective. *Analysis and Applications*. 2016. Vol. 14. Issue 6. P. 829–848.
10. He K.M., Zhang X.Y., Ren S.Q., Sun J. Deep Residual Learning for Image Recognition. *Proc. Conference on Computer Vision and Pattern Recognition*. 2016. P. 770–778.
11. Veit A., Wilber M., Velongie S. Residual networks behave like ensembles of relatively shallow networks. *Proc. Advances in Neural Information Processing Systems 29*. 2016. P. 550–558.
12. Klambauer G., Unterthiner T., Mayr A., Hochreiter S. Self-Normalizing Neural Networks. *Proc. Advances in Neural Information Processing Systems 30*. 2017. P. 971–980.
13. Reddi S.J., Kale S., Kumar S. On the Convergence of Adam and Beyond. ICLR 2018 Conference Submission. URL: <https://openreview.net/pdf?id=ryQu7f-RZ>

Надійшла 30.05.2018

Received 30.05.2018

УДК 621.316.1.016.25

ДЕКОМПОЗИЦІЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ ПРИ ОПТИМІЗАЦІЇ РЕАКТИВНИХ ПОТУЖНОСТЕЙ

Ю.І. Тугай^{1*}, докт. техн. наук, О.Д. Демов^{2**}, канд. техн. наук, Д.А. Нікішин^{3***},
Ю.Ю. Півнюк^{4****}

1, 3 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: tugay@ied.org.ua

2, 4 – Вінницький національний технічний університет,
вул. Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021, Україна,
e-mail: odemov@ukr.net

© Тугай Ю.І., Демов О.Д., Нікішин Д.А., Півнюк Ю.Ю., 2018

ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0002-0704-1863>; **<https://orcid.org/0000-0002-2999-0656>;

<https://orcid.org/0000-0002-2888-3699>; *<https://orcid.org/0000-0003-2963-8019>

Розглянуто задачу оптимізації реактивних потужностей в електричній мережі за критерієм мінімальних втрат шляхом управління компенсуючими установками. Оскільки процеси виробництва, передачі та споживання електричної енергії взаємопов'язані, то у разі оптимізації необхідно враховувати стан всієї електричної мережі. Але на практиці розв'язання задачі в цій постановці стикається з певними труднощами, тому доцільно поділити електричну мережу на частини, тобто виконати її декомпозицію. Метою роботи була розробка методики декомпозиції, використання якої дає змогу проводити управління потужностями компенсуючих установок в окремих частинах електричної мережі з урахуванням впливу на режим інших її частин. Зокрема, проведено аналіз управління конденсаторними установками промислового підприємства на основі декомпозиції його електричної мережі для забезпечення заданої вхідної реактивної потужності підприємства у разі максимального зниження втрат активної потужності. Бібл. 9, рисунок, таблиця.

Ключові слова: декомпозиція, управління, компенсація реактивної потужності, електричні мережі.

Постановка проблеми. Характерною особливістю електричної мережі (ЕМ) є взаємозв'язок і взаємозумовленість електромагнітних процесів у ній. Як наслідок, режим мережі визначається поточним станом всіх елементів, а у разі управління компенсуючими установками (КУ) необхідно враховувати їх вплив на режим усієї ЕМ. Однак розв'язувати задачу в такій постановці недоцільно, оскільки:

1) електричні мережі мають ієрархічну структуру, в якій процеси оптимізації потоків реактивної потужності в окремих частинах мережі можуть виконуватись незалежно;

2) розв'язання задачі в цілому потребує значних затрат на збір та обробку великого обсягу інформації.

Отже, з одного боку, процес управління КУ необхідно розглядати одночасно для всієї ЕМ, а з іншого існує певна незалежність її окремих частин [1].

У загальному випадку критерієм оптимальності при експлуатаційній постановці задачі є технологічні витрати електроенергії на транспортування реактивної потужності мережею. На практиці цей критерій замінюють критерієм втрат активної потужності в режимі максимальних навантажень [2] або просто втрат. Існуючі методи визначення оптимальних керуючих впливів (потужностей КУ) [3-5] враховують зміну втрат, спричинених реактивними навантаженнями всіх вузлів ЕМ. Але частина цих втрат є спільними для вузлів ЕМ, що дає можливість нехтувати ними при обчисленні зміни значення критерія оптимальності в процесі оптимізації.

Так, метою роботи є розробка методики поділу електричної мережі на частини у разі управління КУ і створення відповідних моделей декомпозиції електричних мереж.

Матеріали і результати досліджень. Розглянемо вихідні умови задачі декомпозиції електричних мереж у разі управління КУ:

1) мережа має n вузлів, а управління потужностями КУ проводиться в k вузлах, $n > k$;

2) необхідно забезпечити задану вхідну реактивну потужність (ВРП) підприємства у разі мінімуму втрат активної потужності (їх максимального зниження) в ЕМ.

У загальному вигляді величину втрат активної потужності в мережі можна записати як

$$\Delta P = \frac{1}{U_n^2} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_k \\ \mathbf{Q}_{n-k} \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{kk} & \mathbf{R}_{k,n-k} \\ \mathbf{R}_{n-k,k} & \mathbf{R}_{n-k,n-k} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_k \\ \mathbf{Q}_{n-k} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

де U_n – номінальна напруга, до якої приведені елементи заступної схеми мережі; $\mathbf{Q}_k$ – субвектор реактивних навантажень вузлів частини мережі, у яких відбувається управління КУ; $\mathbf{Q}_{n-k}$ – субвектор реактивних навантажень вузлів мережі, в якій управління КУ не відбувається; $\mathbf{R}_{kk}$ – субматриця матриці вузлових активних опорів частини мережі, в якій відбувається управління КУ; $\mathbf{R}_{n-k,n-k}$ – субматриця матриці вузлових активних опорів частини мережі, у якій управління КУ не відбувається; $\mathbf{R}_{k,n-k}$ – субматриця вузлових активних опорів взаємних для k -го та $(n-k)$ -го вузлів; $\mathbf{R}_{n-k,k}$ – субматриця вузлових активних опорів взаємних для $(n-k)$ -го та k -го вузлів.

У результаті перетворень отримаємо

$$\Delta P = \frac{1}{U_n^2} \cdot (\mathbf{Q}_k^T \cdot \mathbf{R}_{kk} \cdot \mathbf{Q}_k + \mathbf{Q}_k^T \cdot \mathbf{R}_{k,n-k} \cdot \mathbf{Q}_{n-k} + \mathbf{Q}_{n-k}^T \cdot \mathbf{R}_{n-k,k} \cdot \mathbf{Q}_k + \mathbf{Q}_{n-k}^T \cdot \mathbf{R}_{n-k,n-k} \cdot \mathbf{Q}_{n-k}). \quad (2)$$

Складові $\mathbf{Q}_k^T \cdot \mathbf{R}_{kk} \cdot \mathbf{Q}_k$ і $\mathbf{Q}_{n-k}^T \cdot \mathbf{R}_{n-k,n-k} \cdot \mathbf{Q}_{n-k}$ – це втрати, які створені реактивними навантаженнями окремо k та $(n-k)$ вузлів, а складові $\mathbf{Q}_k^T \cdot \mathbf{R}_{k,n-k} \cdot \mathbf{Q}_{n-k}$ та $\mathbf{Q}_{n-k}^T \cdot \mathbf{R}_{n-k,k} \cdot \mathbf{Q}_k$ – втрати, створені спільно реактивними навантаженнями k та $(n-k)$ вузлів. У цьому випадку зменшення втрат відбувається за рахунок управління потужностями КУ в k вузлах і змінними є втрати

$$\Delta P_k = \frac{1}{U_n^2} \cdot (\mathbf{Q}_k^T \cdot \mathbf{R}_{kk} \cdot \mathbf{Q}_k + \mathbf{Q}_k^T \cdot \mathbf{R}_{k,n-k} \cdot \mathbf{Q}_{n-k} + \mathbf{Q}_{n-k}^T \cdot \mathbf{R}_{n-k,k} \cdot \mathbf{Q}_k), \quad (3)$$

а складова втрат

$$\Delta P_{n-k} = \frac{1}{U_n^2} \cdot \mathbf{Q}_{n-k}^T \cdot \mathbf{R}_{n-k,n-k} \cdot \mathbf{Q}_{n-k} \quad (4)$$

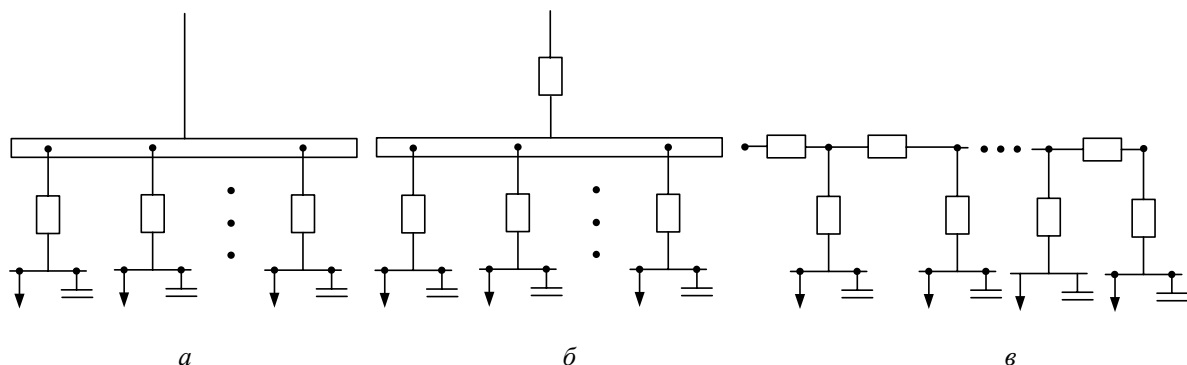
не змінюється в процесі управління.

Отже, декомпозиція полягає у розділенні втрат на дві частини [6]: ΔP_k – що змінюються в процесі управління КУ в k вузлах частини мережі та ΔP_{n-k} – що не змінюються в процесі управління КУ в $(n-k)$ вузлах існуючої мережі. Управління КУ проводиться шляхом мінімізації тільки ΔP_k , що дає змогу зменшити розмірність моделі мережі і відповідно обсяг необхідної інформації для оптимального управління КУ порівняно з існуючими методами.

Розглянемо застосування запропонованої декомпозиції для оптимізації значень потужностей конденсаторних установок промислового підприємства за умови забезпечення заданої ВРП [7, 8]. Критерієм управління в цьому випадку є максимальне зниження втрат активної потужності в електричній мережі, яке досягається шляхом перебору варіантів вмикання секцій конденсаторних установок у різних її вузлах [9]:

$$\delta P^{\max} = \max_{i=1}^n (\delta P_i), \quad (5)$$

де δP_i – зниження втрат у мережі при вмиканні секції потужністю Q_{ci} в КУ потужністю Q_{ki} , в i -му вузлі; $i = 1, \dots, n$; n – кількість вузлів у мережі.



На рисунку наведено типові варіанти заступних схем розподільних електричних мереж [9] промислових підприємств, де R – активний опір лінії живлення; R_i – активний опір лінії (відгалуження), що живить i -й вузол; Q_i – реактивне навантаження i -го вузла мережі. Відповідні формули розрахунку зниження втрат δP_i у разі управління КУ для різних схем мережі (рисунок) наведені в таблиці, де Q_i , Q_j – реактивні навантаження i - та j -го вузлів; R_{ii} – вхідний активний опір i -го вузла; R_{ji} – взаємний активний опір для j - та i -го вузлів.

Для радіальних схем мереж з лінією живлення (рисунок б) розрахунок втрат проводиться відповідно до формули 2 (таблиця). З цієї формули видно, що при ввімкненні секцій КУ спільне зниження втрат у лінії живлення, зумовлене вмиканням секції КУ потужністю Q_{ci} в одному з вузлів навантаження електричної мережі, не залежить від вузла, де ми вмикаємо цю секцію, і оцінку зниження втрат можна проводити тільки за другою складовою формули 2 (таблиця), що відповідає формулі 1 (таблиця).

У мережах з магістральною схемою (рисунок в), для яких використовується формула 3 (таблиця), спільне зниження втрат визначається другою складовою величини δP_i . Зі схеми (рисунок в) видно, що у разі $n = 3$, спільне зниження втрат на ділянці 0–2, зумовлене вмиканням секції КУ потужністю Q_{ci} у вузлі 2 або 3, буде

$$\delta P_{23} = \frac{2Q_{ci}(Q_2 + Q_3)(R + R_{12})}{U_n^2}. \quad (6)$$

У цьому випадку розрахункову мережу можна розділити на дві частини: в межах вузлів 0–2 і 2–3. У разі порівняння величин δP_2 і δP_3 у процесі управління потужностями конденсаторних установок можна враховувати тільки частину мережі між вузлами 2–3. Очевидно, що у разі інших значень n , можна зробити аналогічний висновок.

Так, у разі управління потужностями КУ для випадків, що наведені в таблиці, електричну мережу підприємства можна поділити на дві частини і враховувати інформацію тільки про одну частину мережі.

№ з/п	Характеристика моделі управління КУ	Формули розрахунку зниження втрат у разі управління КУ
1	Забезпечення ВРП за максимумом зниження втрат для радіальної схеми мережі (рис. а)	$\delta P_i = \frac{(2Q_{ci}Q_{ci} - Q_{ci}^2)R_i}{U_n^2}$
2	Забезпечення ВРП за максимумом зниження втрат для радіальної схеми мережі з лінією живлення (рис. б)	$\delta P_i = \frac{2Q_{ci}R \sum_{i=1}^n Q_i - Q_{ci}^2 R}{U_n^2} + \frac{(2Q_{ci}Q_{ci} - Q_{ci}^2)R_i}{U_n^2}$
3	Забезпечення ВРП за максимумом зниження втрат для магістральної схеми мережі (рис. в)	$\delta P_i = \frac{(2Q_{ci}Q_{ci} - Q_{ci}^2)R_{ii}}{U_n^2} + \frac{2Q_{ci} \sum_{j=1, j \neq i}^n Q_j R_{ji}}{U_n^2}$

Висновки: 1. Оптимізацію реактивних потужностей в електричних мережах шляхом управління компенсуючими установками доцільно проводити на основі розділення електричних мереж, яке базується на основі декомпозиції функції втрат, що дає змогу спростити рішення задачі, порівняно з існуючими методами.

2. Застосування запропонованої декомпозиції для управління потужностями конденсаторних установок з метою забезпечення заданої вхідної реактивної потужності промислового підприємства дає змогу аналізувати режим тільки тієї частини мережі підприємства, яка безпосередньо розглядається.

1. Горнштейн В.М., Мирошніченко Б.П., Пономарев А.В., Тимофеев В.А., Юровский А.Г. Методы оптимизации режимов энергосистем: монография. Москва: Энергия, 1981. 336 с.
2. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Нікішин Д.А. Оптимізація режимів сучасних систем електропостачання АПК. *Вісник Харківського НТУ сільськогосподарства*. Харків, 2015. Вип. 164. С. 44–45.
3. Демов О.Д., Півнюк Ю.Ю. Поетапний розрахунок компенсації реактивної потужності в електричних мережах на основі їхньої декомпозиції. *Технічна електродинаміка*. 2017. №1. С.81–86. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.01.081>
4. Карпов Ф.Ф. Компенсация реактивной мощности в распределительных сетях: монография. Москва: Энергия, 1975. 184 с.
5. Рогальський Б. С. Методи розрахунку електроспоживання і компенсуючих установок та системи управління ними (на промислових підприємствах, включаючи нерудні кар'єри): дис. докт. техн. наук : 05.09.03 / Національна гірнична академія України. Дніпропетровськ. 1999. 301 с.
6. Kron G. Diakoptics: the piecewise solution of large-scale systems. London: MacDonald, 1963. 166 p.
7. Рогальський Б. С., Демов О. Д., Паламарчук О. П. Автоматичний регулятор конденсаторних установок. Патент України № 40982, 2009.
8. Conejo A.J., Alguacil N., Fernandes-Ruth G. Allocation of the cost of transmission losses using a radial equivalent net-work. *IEEE Trans. PAS*. 2003. Vol. 18. Pp. 1353–1356. DOI: <https://doi.org/10.1109/tpwrs.2003.818608>
9. Conejo A.J., Galiana F.D., Kockar I. Z-bus loss allocation. *IEEE Trans. PAS*. 2001. Vol. 16. Pp. 105–110. DOI: <https://doi.org/10.1109/mper.2001.4311279>

УДК 621.316.1.016.25

Ю.І. Тугай¹, докт. техн. наук, **А.Д. Демов²**, канд. техн. наук, **Д.А. Никишин³**, **Ю.Ю. Пивнюк⁴**1, 3 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна2, 4 – Вінницький національний технічний університет,
ул. Хмельницьке шосе, 95, Вінниця, 21021, Україна**ДЕКОМПОЗИЦІЯ ЕЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ**

Поскольку процессы производства, передачи и потребления реактивной мощности в электрических сетях являются физически единым целым, то при управлении компенсирующими установками необходимо учитывать состояние всей электрической сети. С другой стороны, решать задачу в такой постановке сложно и возникает необходимость разделения электрической сети на части. Целью работы была разработка принципов декомпозиции единой сети на локальные и формирования глобального критерия оптимальности реактивной мощности на основе локальных. Предложен метод декомпозиции электрической сети, который позволяет проводить управление мощностями компенсирующих установок в отдельных частях электрической сети с учетом влияния других ее частей. Исследование выполнялось путем соответствующей классификации узлов с генерацией реактивной мощности и узлов нагрузки в типовых схемах электроснабжения. Предложенный метод позволяет упростить управление мощностями компенсирующих установок для всей электрической сети в целом. Проведен анализ управления конденсаторными установками промышленного предприятия на основе декомпозиции его электрической сети с целью обеспечения заданной входной реактивной мощности предприятия при максимальном снижении потерь мощности. Библи. 9, рисунок, таблица.

Ключевые слова: декомпозиция, управление, компенсация реактивной мощности, электрические сети.**Yu.I. Tugay¹**, **O.D. Demov²**, **D.A. Nikishyn³**, **Yu.Yu. Pivniuk⁴**1, 3 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine2, 4 – Vinnitsa National Technical University,
Khmelnitsky highway, 95, Vinnitsa, 21021, Ukraine**THE DECOMPOSITION OF ELECTRICAL NETWORKS FOR REACTIVE POWER OPTIMIZATION**

Since the process of production, transmission and consumption of reactive power in electric networks are inseparable physically; the state of the electrical network should be taken into account during the management of compensating units for reactive power optimization. On other hand this problem is solved in the local networks in practice, so it is needed the separation of the completely electrical network. The method of electrical network decomposition that allows managing capacity compensating units in the local network with taking into account the influence of other networks was developed. The proposed method can simplify the management of capacity compensating installations in the electrical network. For example, the analysis of condenser units management in industrial enterprise based on the decomposition of its electrical network was done and the capacity capacitors management to provide a given input reactive power at maximum reduction of energy losses was fulfilled. References 9, figure, table.

Key words: electric networks, optimization, reactive power, decomposition.

1. Hornshtein V.M., Miroshnichenko B.P., Ponomarev A.V. Timofeev V.A., Yurovsky A.G. Methods of optimization of power systems modes. Moscow: Energiya, 1981. 336 p. (Rus)
2. Kuznetsov V.G., Tugay Yu.I., Nikishin D.A. Optimization of modes of modern power supply systems. *Visnyk Kharkivskoho NTU silskoho hospodarstva*. Kharkiv, 2015. No 164. Pp. 44-45. (Ukr)
3. Demov O.D., Pivniuk Yu.Yu. Phased calculation of reactive power compensation in electric grids based on their decomposition. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2017. No 1. Pp.81-86. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2017.01.081>
4. Karpov F.F. Compensation of reactive power in distribution networks. Moscow: Energiya, 1975. 184p. (Rus)
5. Rogalsky B.S. Methods of calculation of electricity consumption and compensating units and their control systems (at industrial enterprises, including non-metallic careers: Dr. Tech. sci. diss.: 05.09.03 / Natsionalna hirnycha akademiya Ukrayiny. Dnipropetrovsk. 1999. 301 p. (Ukr)
6. Kron G. Diakoptics: The Piecewise Solution of Large-scale Systems. London: MacDonald, 1963. 166p.
7. Rogalsky B. S., Demov O. D., Palamarchuk O. P. Automatic regulator of condenser units. Patent UA № 40982, 2009. (Ukr)
8. Conejo A.J., Alguacil N., Fernandes-Ruth G. Allocation of the cost of transmission losses using a radial equivalent network. *IEEE Trans. PAS*. 2003. No 18. Pp. 1353-1356. DOI: <https://doi.org/10.1109/tpwrs.2003.818608>
9. Conejo A.J., Galiana F.D., Kockar I. Z-bus loss allocation. *IEEE Trans. PAS*. 2001. No 16. Pp. 105-110. DOI: <https://doi.org/10.1109/mper.2001.4311279>

Надійшла 02.03.2018
Received 02.03.2018

УДК 621.316:681.3

ВИБІР ОПТИМАЛЬНОЇ АРХІТЕКТУРИ ТА СКЛАДУ СИСТЕМИ МОНІТОРИНГУ АВАРІЙНИХ СТАНІВ РОЗПОДІЛЬНИХ ЛІНІЙ**І.В. Блінов**, канд. техн. наук, **Є.В. Парус**, канд. техн. наук, **О.Б. Рибіна**, канд. техн. наук,**С.С. Танкевич**, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр.Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

e-mail: igorblinov@mail.ru

Висвітлено основи формалізації задачі розробки та використання системи моніторингу аварійних станів розподільних електричних мереж. Визначено основні функції системи моніторингу та засоби реалізації таких функцій. Формалізовано математичну модель задачі вибору оптимальної архітектури системи моніторингу як задачі максимізації прибутку (мінімізації збитків) від встановлення та використання системи моніторингу. Наведено основні складові процесу вибору оптимальної архітектури системи моніторингу. Визначено задачі підсистеми інформаційної підтримки у прийнятті рішень для аналізу оперативної інформації від засобів моніторингу. Бібл. 11.

Ключові слова: індикатори пошкоджень, розподільна лінія, моніторинг аварійних станів.

Вступ. Важливою умовою скорочення незапланованих перерв у електропостачанні є задача мінімізації часу на пошук пошкодженої ділянки розподільної ЛЕП. Ця задача особливо актуальна в розподільних мережах 6/10/35 кВ, для яких характерні велика кількість відгалужень та наявність ділянок з ускладненим доступом до траси ЛЕП. Одним із дієвих способів зменшення часу пошуку місця аварії в таких лініях, що набуває розповсюдження в енергосистемах різних країн, є використання індикаторів пошкодження (ІП) [1, 2]. Ефективність роботи таких пристроїв значно зростає у разі їх використання у складі системи моніторингу аварійних станів (СМАС) розподільних ЛЕП. Проте внаслідок достатньо високої вартості цих пристроїв і елементів системи моніторингу рішення про встановлення ІП на певній розподільній лінії вимагає обґрунтування доцільності та економічної ефективності таких заходів.

Мета статті полягає у формалізації задачі вибору оптимальної конфігурації СМАС у розподільних електричних мережах та визначенні тих задач, які необхідно розв'язати у випадку проектування такої системи в цілому, а також визначення архітектури засобів індикації аварійних станів на ділянках ЛЕП зокрема.

Основні функції СМАС та засоби їх реалізації. До основних функцій, які має виконувати СМАС, належать:

- моніторинг недопустимих режимів, у тому числі пошкоджень у розподільній електричній мережі;

- визначення місця пошкодження ЛЕП;

- інформування про недопустимий режим чи пошкодження ЛЕП.

Тоді як основною функцією СМАС є саме моніторинг режимів розподільних електричних мереж, виявлення аварійного стану ЛЕП має супроводжуватись не тільки інформуванням оперативного персоналу, але і локалізацією місця пошкодження. Тому розробку СМАС слід здійснювати узгоджено як із відповідними засобами релейного захисту та автоматики (РЗА), так і з комутаційним обладнанням. Отже, для реалізації функції моніторингу СМАС має використовувати відповідні засоби контролю режиму ЛЕП у центрі живлення (тобто на понижувальній підстанції) та на ділянках лінії електропередавання.

Основою побудови СМАС у розподільних електричних мережах мають стати засоби РЗА на понижувальних підстанціях. Вони виконують функції моніторингу аварійних станів ЛЕП у цілому та подачі сигналів на вимкнення пошкодженої лінії. Наразі центри живлення електричних мереж 6/10 кВ мають мінімальний набір РЗА для вихідних фідерів підстанції, перш за все максимальний струмовий захист та струмове відсікання. Для рішення задачі ви-

значення пошкодженої ділянки ЛЕП на вихідних фідерах підстанцій необхідно встановлювати також засоби дистанційного визначення місця пошкодження лінії [3] як першочергову складову СМАС. Проте ефективність використання засобів дистанційного визначення місця пошкодження у центрі живлення обмежена в мережах з ізольованою нейтраллю [4]. Такі обмеження спричинені як розгалуженістю та неоднородністю розподільних електричних мереж 6/10 кВ, так і низькими значеннями аварійних струмів, особливо однофазних замикань на землю (ОЗЗ). Тому для розподільних електричних мереж 6/10 кВ, окрім встановлення в центрі живлення засобів дистанційного визначення місця пошкодження, СМАС мають доповнюватись іншими засобами контролю режимів [5], зокрема, засобами моніторингу аварійних станів за окремими ділянками ЛЕП [6].

У разі проектування архітектури СМАС для розподільних електричних мереж необхідно враховувати наявні та встановлювані засоби секціонування ЛЕП. Дійсно, окрім традиційних задач комутацій сучасні реклоузери здійснюють додатково функції інформаційної підтримки щодо режимів електричних мереж, а також окремі функції автоматичного керування процесами передавання й розподілу електроенергії [5]. Зокрема, секціонування ЛЕП відповідними комутаційними апаратами розглядається як один із способів звуження області пошуку ОЗЗ у розподільних електричних мережах 6/10 кВ. Задачі оптимального секціонування розподільних електричних мереж присвячено багато публікацій, наприклад [7]. Тому в цій статті сконцентруємо увагу виключно на інформаційній складовій засобів секціонування як джерелах оперативної інформації про аварійний стан та структуру електропостачання в електричних мережах.

Важливою інформаційною складовою моніторингу режимів за окремими ділянками розподільних електричних мереж 6/10 кВ у засобах СМАС є ІП, які можуть здійснювати як аналіз величин електромагнітного поля ЛЕП, так і аналіз реактивної складової опору лінії електропередавання [8]. Тоді як ІП не надають повної інформації про аварійний стан ЛЕП, їх використання у складі СМАС дає змогу звужити область пошуку місця пошкодження до окремого відгалуження чи навіть окремої ділянки лінії. Надалі буде формалізовано процедури вибору оптимальної архітектури СМАС розподільних електричних мереж виходячи передусім із технічних та вартісних показників ІП.

Формалізація задачі вибору оптимальної архітектури СМАС. Для вибору оптимальної архітектури та складу СМАС вирішується оптимізаційна задача максимізації різниці приведених до певного розрахункового періоду часу витрат на передавання електроенергії по ЛЕП без застосування системи моніторингу та з нею:

$$B^{(zi)} - B^{(bi)} = \Delta C_{HB} + \Delta C_{ш} - C_{CM} \rightarrow \max, \quad (1)$$

де $B^{(zi)}$ – витрати енергопостачальної компанії за наявності СМАС; $B^{(bi)}$ – витрати енергопостачальної компанії у разі функціонування ЛЕП без СМАС; ΔC_{HB} – різниця у втратах від недовідпуску електроенергії, що стався внаслідок аварії на ЛЕП; $\Delta C_{ш}$ – різниця у втратах, пов'язаних із штрафними санкціями за недотримання нормативних показників надійності та безперебійності електропостачання; C_{CM} – приведені до розрахункового періоду витрати на встановлення та обслуговування СМАС.

Для спрощення беремо модель радіальної розподільної лінії без секціонування із сумарним розрахунковим навантаженням P_{Σ} та значенням вартості електроенергії $C_{сер}$. Для енергопостачальної компанії вартість $C_{сер}$ визначається, передусім, тарифом на передавання електроенергії. Нехай середньостатистична аварійність $\tau_{сер}$ має рівномірний розподіл на всіх ділянках ЛЕП. Тоді різниця у втратах від недовідпуску електроенергії, що стався внаслідок аварії на ЛЕП, складе

$$\Delta C_{HB} = P_{\Sigma} \cdot C_{сер} \cdot \tau_{сер} \cdot \sum_{i=1}^N (l^{(i)} \cdot (t_{пош}^{(bi)(i)} - t_{пош}^{(zi)(i)})), \quad (2)$$

де $l^{(i)}$ – довжина i -ї ділянки ЛЕП; $t_{пош}^{(bi)(i)}$ – тривалість пошуку місця пошкодження аварії на i -й ділянці лінії при функціонуванні ЛЕП без СМАС; $t_{пош}^{(zi)(i)}$ – тривалість пошуку місця пошкодження аварії на i -й ділянці лінії у разі функціонування ЛЕП із СМАС.

Втрати від недовідпущення електроенергії, що виникають внаслідок аварій у розподільних електричних мережах, залежать від двох складових часу: тривалості пошуку місця пошкодження та тривалості ремонтно-відновлюваних робіт. Оскільки встановлення та експлуатація СМАС ніяк не впливають на час ремонтно-відновлюваних робіт на пошкодженій ділянці ЛЕП, то ця адитивна складова у разі порівняння двох варіантів не враховується. Тривалість пошуку місця пошкодження $t_{\text{пош}}^*$ у свою чергу залежить від таких трьох взаємопов'язаних чинників: структури розподільної мережі ξ (довжина магістралі, кількість та довжина відгалужень), конфігурації системи моніторингу аварійних станів ζ (передусім кількість і місця встановлення давачів аварійних станів, наявність засобів передавання аварійних сигналів до диспетчерського центру та інші складові системи моніторингу), стратегії пошуку місця пошкодження ψ (маршрут огляду траси ЛЕП для виявлення місця пошкодження) та типу пошкодження θ : $t_{\text{пош}}^* = f(\xi, \zeta, \psi, \theta)$.

За відсутності СМАС чи неможливості точного визначення місця пошкодження в розподільній електричній мережі вибір оптимальної стратегії пошуку місця пошкодження зводиться переважно до задачі вибору оптимального маршруту огляду $\psi_{\text{опт}}$ частини ЛЕП, виділеної за результатами попереднього аналізу після відхилення тих ділянок лінії, де пошкодження відсутнє. Як показали дослідження, маршрут з мінімальним часом огляду траси ЛЕП не завжди забезпечує мінімальні втрати від недовідпуску електроенергії. Тому задачу вибору оптимального маршруту пошуку місця пошкодження ЛЕП слід розв'язувати шляхом використання цільової функції мінімізації втрат від недовідпуску електроенергії за час такого пошуку:

$$\psi_{\text{опт}} \leftarrow \min(P_{\Sigma} \cdot C_{\text{сер}} \cdot \tau_{\text{сер}} \cdot \sum_{i=1}^N (l^{(i)} \cdot t_{\text{пош}}^{(\text{сі})(i)})).$$

Слід зауважити, що залежно від типу пошкодження в розподільній електричній мережі 6/10 кВ, засоби СМАС спроможні надати інформацію з різним рівнем точності. Так, наприклад, у випадках металевих дво- чи трифазних КЗ СМАС, до складу якої входять засоби визначення відстані до місця КЗ, ІП на кожному відгалуженні лінії та засоби централізованого збирання інформації спроможні достатньо точно визначити місце пошкодження. У цьому випадку оптимальний маршрут зводиться до маршруту ремонтної бригади від початкового положення (наприклад, база РЕС) до місця аварії. У разі виникнення ОЗЗ у розподільній електричній мережі 6/10 кВ СМАС здатні визначити лише фрагмент ЛЕП, отриманий після аналітичного вимкнення тих ділянок лінії, де ОЗЗ однозначно відсутнє. У такій ситуації необхідно визначити оптимальний маршрут огляду тієї частини ЛЕП, де за результатами попереднього аналізу ймовірно ОЗЗ. Особливості аналізу інформації щодо аварійного режиму та впливу типу пошкодження в ЛЕП на вибір оптимального пошуку місця пошкодження є окремою задачею. В цій публікації зазначимо лише, що у разі вибору оптимальної конфігурації СМАС, необхідно окремо здійснювати аналіз металічних КЗ та ОЗЗ із врахуванням частоти виникнення цих типів пошкоджень у конкретній електричній мережі.

В Україні наразі частково сформована нормативно-регламентуюча база [9], але фактично відсутні механізми накладання штрафів електропостачальним компаніям за недотримання нормативних показників надійності та безперебійності електропостачання. Тому втрати від штрафних санкцій $\Delta C_{\text{ш}}$ визначені у рівнянні (1) формально і в практичних розрахунках наразі мають прирівнюватися нулю. Але показники надійності та безперебійності електропостачання (для СМАС – це індекси SAIDI та ENS [10, 11]) можуть використовуватись для оцінки результатів впровадження СМАС у формі обмежень для задачі вибору оптимальної структури СМАС. Тоді варіант конфігурації системи моніторингу ζ вважатиметься допустимим (тобто належатиме множині допустимих варіантів $M_{\text{доп}}$), якщо розраховані для цього варіанта показники $SAIDI_{\text{роз}}$ і $ENS_{\text{роз}}$ не перевищують відповідних нормативних (чи заданих) значень $SAIDI_{\text{норм}}$ і $ENS_{\text{норм}}$:

$$\zeta \in M_{\text{доп}} \leftarrow (SAIDI_{\text{роз}} \leq SAIDI_{\text{норм}}) \wedge (ENS_{\text{роз}} \leq ENS_{\text{норм}}). \quad (3)$$

Отже, задача вибору оптимальної архітектури СМАС ζ розв'язується шляхом використання цільової функції (1) та обмежень (3).

Складові процеси визначення оптимальної архітектури СМАС. Як зазначалося, засоби визначення відстані до місця аварії є важливою складовою СМАС. У загальному випадку інші засоби моніторингу додаються до СМАС для тих ситуацій, коли інформація про відстань до місця аварії відсутня або її недостатньо для визначення місця пошкодження. У таких ситуаціях сигнали ІП на відгалуженнях ЛЕП дають змогу звузити область пошуку до відповідного відгалуження, а сигнали ІП по краях ділянок з ускладненим доступом до траси ЛЕП дають можливість визначити найкоротший шлях доступу оперативного персоналу (ремонтної бригади) до аварійної ділянки лінії електропередавання. У свою чергу засоби моніторингу режимів у пунктах секціонування ЛЕП надають додаткову інформацію щодо області пошуку місця пошкодження ЛЕП, а використання комутаційних апаратів у цих пунктах дасть змогу зменшити втрати від недовідпуску електроенергії шляхом локалізації пошкодженої секції та відновлення живлення споживачів у інших секціях ЛЕП. На той же час для електричних мереж, де ОЗЗ складають переважну частину від всіх випадків пошкоджень (у різних публікаціях наводиться статистика кількості ОЗЗ у мережах 6/10 кВ від 40 до 80 % від усіх типів пошкоджень), використання засобів визначення відстані до місця КЗ у складі СМАС може не дати помітного підвищення показників надійності електропостачання, і їх використання буде визнано недоцільним з огляду на вартість їх встановлення.

Крім того, важливим питанням, яке слід вирішити на етапі проектування СМАС, є доцільність встановлення засобів централізованого збору інформації від давачів аварійних станів до диспетчерського центру. Так, централізоване постачання до диспетчерського центру інформації про аварійний стан ЛЕП дасть змогу заздалегідь зменшити область пошуку місця пошкодження, а у ряді випадків точно визначити таке місце. Проте для ЛЕП невеликої довжини засоби централізованого збирання інформації можуть не дати відчутного підвищення показників надійності електропостачання, і їх використання буде визнано недоцільним з огляду на вартість встановлення та експлуатації.

З огляду на зазначені чинники процес визначення оптимальної архітектури СМАС матиме такі складові:

1) основу аналізу має становити функція послідовної імітації аварійних ситуацій на ділянках ЛЕП; при цьому для кожної такої ситуації необхідно здійснювати окремо аналіз ОЗЗ і окремо інших типів пошкоджень;

2) для заданого типу пошкодження при заданій конфігурації СМАС визначається оптимальний маршрут пошуку місця пошкодження з урахуванням вірогідності його виникнення на всіх ділянках ЛЕП;

3) розв'язується задача вибору оптимальної кількості ІП та місць їх встановлення;

4) виконується оцінка ефекту від використання інших складових СМАС (таких, як засоби визначення відстані до місця аварії та засоби централізованого збору інформації) шляхом порівняння варіантів їх наявності та відсутності.

В [1] наведені методи ефективного розв'язання комбінаторних задач вибору оптимального маршруту огляду ЛЕП та вибору оптимальної кількості і місць встановлення ІП. За умови ефективного розв'язання цих задач комбінаторний перебір для оцінки ефективності використання інших складових СМАС не викликати проблем із обсягом обчислювальних дій. Додатково обсяги обчислень при визначенні оптимальної конфігурації СМАС можливо зменшити способом використання наведених нижче складових аналізу.

Загальна оцінка ефекту від встановлення та використання СМАС. Оскільки основною задачею СМАС є мінімізація часу пошуку місця пошкодження в розподільній електричній мережі, то важливим чинником оцінки ефективності використання цієї системи є рівень спостережуваності засобами моніторингу ділянок ЛЕП. Означимо максимальний рівень спостережуваності аварійних станів ЛЕП як такий, за якого додавання нових давачів аварійних станів вже не призводитиме до зменшення часу пошуку місця пошкодження. Максимальний рівень спостережуваності забезпечується такою конфігурацією СМАС:

- встановлення на фідері підстанції (у центрі живлення ЛЕП) засобів визначення відстані до місця аварії;
- встановлення засобів моніторингу режимів на всіх пунктах секціонування розподільної ЛЕП;
- встановлення ІП на всіх відгалуженнях ЛЕП;
- встановлення ІП по краях ділянок з ускладненим доступом до траси ЛЕП;
- встановлення засобів централізованого збирання інформації про аварійні режими ЛЕП.

Порівняльний аналіз за виразом (1) втрат у разі впровадження архітектури СМАС із максимальним рівнем спостережуваності з втратами за відсутності СМАС дає змогу отримати два основних критерія, за результатами аналізу яких приймаються рішення щодо основних складових СМАС. Цими критеріями є такі розрахункові значення:

– максимально можливе зменшення часу перерв в електропостачанні споживачів, що дає змогу оцінити можливість досягнення заданих показників надійності електропостачання $SAIDI_{\text{норм}}$ та $ENS_{\text{норм}}$ за допомогою СМАС;

– максимально можливе зменшення втрат від недовідпуску електроенергії, що дає змогу оцінити граничне значення витрат на встановлення та експлуатацію СМАС, за якого зберігається економічний ефект від впровадження цієї системи.

Неможливість досягнення заданих показників надійності електропостачання свідчить про недоцільність розв'язання поставленої задачі виключно за допомогою СМАС та потребу в реконструкції електричної мережі як мінімум встановленням додаткових засобів секціонування та введення резервів.

Значення максимально можливого зменшення втрат від недовідпущення електроенергії $\Delta C_{\text{нв}}^{(\text{max})}$ наразі є основним критерієм оцінки економічної ефективності впровадження та експлуатації СМАС у розподільних електричних мережах. Обрана архітектура СМАС не буде збитковою для електропостачальної організації за виконання такої умови:

$$\Delta C_{\text{нв}}^{(\text{max})} \geq B_{\text{кмо}}^{(1\text{ФАС})} \cdot K_{\text{ФАС}}^{(\text{max})} + B_{\text{ІС}} \quad (4)$$

де $\Delta C_{\text{нв}}^{(\text{max})}$ – максимально можливе протягом певного розрахункового періоду зменшення втрат від недовідпущення електроенергії внаслідок аварій у розподільних електричних мережах; $B_{\text{кмо}}^{(1\text{ФАС})}$ – приведені до розрахункового періоду витрати на придбання, встановлення і обслуговування одного ІП; $K_{\text{ФАС}}^{(\text{max})}$ – кількість ІП, необхідна для забезпечення повної спостережуваності розподільної електричної мережі; $B_{\text{ІС}}$ – приведені до розрахункового періоду витрати на придбання, встановлення і обслуговування інформаційної системи централізованого збору та аналізу сигналів ІП.

Аналіз розрахованих значень адитивних складових правої частини (4) та їх порівняння з чисельним значенням лівої частини (4) дає змогу прийняти економічно обґрунтоване рішення щодо доцільності впровадження системи централізованого збору і аналізу сигналів щодо аварійного стану ЛЕП. У цьому випадку слід враховувати, що забезпечувана шляхом використання $K_{\text{ФАС}}^{(\text{max})}$ давачів аварійних струмів на лінії максимальна спостережуваність не завжди є економічно обґрунтованим рішенням. Дійсно, ІП встановлюють в окремих місцях ЛЕП для розв'язання таких основних задач:

- моніторингу аварійних струмів за відгалуженнями ЛЕП;
- моніторингу аварійних струмів по краях ділянок з ускладненим доступом до траси ЛЕП.

Як показали дослідження [1], у разі розв'язання обох задач найбільший економічний ефект забезпечують ІП, встановлювані на початку лінії, тобто найближче до джерела живлення. Для більш віддалених ділянок ЛЕП економічний ефект від встановлення та експлуатації ФАС на лінії зменшується. Априорі економічно недоцільно встановлювати ІП на коротких відгалуженнях розподільної лінії довжиною до 200 м. Зменшення кількості ІП за рахунок таких відгалужень не призведе до суттєвого зменшення значення $\Delta C_{\text{нв}}^{(\text{max})}$ в (4), але суттєво зменшить сумарне значення правої частини цього відношення. Детальніше метод вибору оптимальної кількості ІП на ЛЕП висвітлений в [1].

Основні функції засобів аналізу аварійних станів ЛЕП. Для розподільних електричних мереж 6/10/35 кВ в Україні характерна велика кількість відгалужень від магістралі, що ускладнює аналіз сигналів СМАС. Тому для ефективного використання засобів моніторингу аварійних станів розподільних електричних мереж слід додатково комплектувати СМАС відповідними програмними засобами інформаційної підтримки у прийнятті рішень. Основними функціями таких засобів мають стати:

- визначення місця, в якому сталася аварія: в спостережуваній чи неспостережуваній частині ЛЕП;

- у разі аварії в спостережуваній частині ЛЕП має бути сформовано оптимальний маршрут доступу до місця пошкодження для ремонтної бригади;

- у разі аварії в неспостережуваній частині ЛЕП має бути сформовано оптимальний маршрут огляду ділянок ЛЕП для пошуку місця пошкодження ремонтною бригадою;

- за відсутності системи централізованого збору сигналів СМАС має комплектуватись засобами динамічного визначення оптимального маршруту подальшого пошуку місця пошкодження за результатами безпосередньої перевірки ремонтною бригадою станів окремих ПП.

Висновки. Виходячи з вимог до функцій системи моніторингу аварійних станів розподільних електричних мереж, визначено основні засоби реалізації таких функцій. Формалізовано математичну модель задачі вибору оптимальної архітектури системи моніторингу як задачі максимізації прибутку (мінімізації збитків) від встановлення та використання системи моніторингу. З огляду на недосконалість чинної нормативно-правової бази щодо фінансової відповідальності енергопостачальної компанії за недовідпущення електроенергії, запропоновано додатково здійснювати оцінку ефективності використання системи моніторингу передусім за показниками надійності електропостачання SAIDI та ENS. Запропоновано додатковий спосіб оцінки ефекту від впровадження системи моніторингу аварійних станів розподільних електричних мереж, який полягає у визначенні максимально досяжних у разі використання системи моніторингу показників надійності та економічного ефекту. Результати такої оцінки дають змогу швидко оцінити доцільність впровадження системи моніторингу аварійних станів у розподільній електричній мережі та слугуватимуть початковим наближенням для процесу вибору оптимальної архітектури системи моніторингу, що відбувається шляхом рішення наведених у статті рекурсивно викладених задач. Зазначено необхідність створення засобів аналізу оперативної інформації про аварійний стан електричної мережі. Реалізація наведених у статті функцій у таких засобах дасть змогу надавати ефективну інформаційну підтримку оперативному персоналу для мінімізації часу пошуку місця пошкодження в електричній мережі.

1. Блінов І.В., Парус Є.В., Танкевич С.Є. Оптимізація місць встановлення індикаторів пошкоджень для моніторингу ліній електропередачі. *Електроніка та зв'язок*. 2017. Том 22. № 1 (96). С. 50–57.
2. Блинов И.В., Парус Е.В., Полищук О.Ю., Журвалев И.В. Мониторинг воздушных линий электропередачи с использованием индикаторов повреждений. *Электрические сети и системы*. 2013. № 4. С. 42–46.
3. Луцзяк В.В. Дистанційний метод визначення місця міжфазного короткого замикання в розподільній мережі 6–35 кВ з повітряними лініями електропередачі. *Вісник Криворізького технічного університету*. 2006. С. 112–115.
4. Зубко В.М. та ін. Ефективність моніторингу замикань в мережах з ізольованою нейтраллю. *Вісник Харківського національного технічного університету сільського господарства ім. Петра Василенка*. 2010. Вип. 102. С. 21–23.
5. Walling R.A., et al. Summary of distributed resources impact on power delivery systems. *IEEE Transactions on power delivery*. 2008. 23.3. P. 1636–1644.
6. Лежнюк П.Д., Кутіна М.В. Методи і засоби захисту від обриву проводу та пошук місця пошкодження в розподільній мережі зі складною топологією напругою 6–35 кВ. Вінниця: ВНТУ, 2014. 152 р.
7. Гай О.В., Козирський В.В. Вибір оптимальної кількості секціонуючих пристроїв для розподільних мереж напругою 10 кВ. *Електрифікація та автоматизація сільського господарства*. 2004. № 2. С. 12–20.
8. Пазій В.Г. Підвищення ефективності пристроїв контролю адресності місць коротких замикань в електричних розподільних мережах 6–10 кВ на базі PLC технологій. *Енергетика та комп'ютерно-інтегровані технології в АПК*. 2014. № 2. С. 14–16.
9. Постанова НКРЕКП України № 685 від 25.05.2017 Про затвердження цільових показників надійності електропостачання на 2017 рік (режим доступу <http://www.nerc.gov.ua/?id=25441>)

10. Jahedi A., Javidan J., Nasiraghdam H. Multi-objective modeling for fault indicators placement using of NSGA II to reduce off time and costs in distribution network. *Technical and Physical Problems of Engineering*. 2014. Vol. 6. Issue 21. No 4. P. 106–111.
11. Bjerkan E., Venseth T. Locating Earth-Faults in Compensated Distribution Networks by means of Fault Indicators. *International Conference on Power Systems Transients (IPST'05)*. 2005. № IPST05. 107 p.

УДК 621.316:681.3

И.В. Блинов, канд. техн. наук, **Е.В. Парус**, канд. техн. наук, **О.Б. Рыбина**, канд. техн. наук, **С.Е. Танкевич**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОЙ АРХИТЕКТУРЫ И ОСНАЩЕНИЯ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА АВАРИЙНОГО СОСТОЯНИЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ

В статье освещены основы формализации задач разработки и использования системы мониторинга аварийных состояний в распределительных электрических сетях. Определены основные функции системы мониторинга и средства реализации таких функций. Формализована математическая модель задачи выбора оптимальной архитектуры системы мониторинга. Основу представленной модели составляет задача максимизации прибыли (или минимизации ущерба) от установки и использования системы мониторинга. Приведены основные составляющие процесса выбора оптимальной архитектуры системы мониторинга. Определены задачи подсистемы информационной поддержки в принятии решений для анализа оперативной информации от средств мониторинга. Библ. 11.

Ключевые слова: индикаторы повреждений, распределительная линия, мониторинг аварийных состояний.

I. Blinov, Ye. Parus, O. Rybina, S. Tankevych

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine.

OPTIMAL ARCHITECTURE AND EQUIPMENT OF THE DISTRIBUTION LINE MONITORING SYSTEM

The article focuses on the formalization of the tasks of development and use of the system of monitoring of fault states in distribution electric networks. The basic functions of the monitoring system and means of realization of such functions are determined. The mathematical model of the problem of choosing the optimal architecture of the monitoring system formalized in the article. The basis of the model presented as the task of maximizing profit (or minimizing damage) from the installation and use of the monitoring system. The main components of the process of selecting the optimal architecture of the monitoring system are presented. The tasks of the subsystem of information support in decision making for analysis of operational information from monitoring means are determined. References 11.

Key words: fault indicators, distribution line, monitoring of emergency conditions.

1. Blinov I.V., Parus Ye.V., Tankevych S.Ye. Optimization of fault indicators setting for overhead power lines monitoring. *Elektronika ta zviazok*. 2017. Vol 22. № 1 (96). P. 50–57. (Ukr)
2. Blinov I.V., Parus Ye.V., Polyshchuk O.Iu, Zhurvalov I.V. Monitoring of overhead power lines using fault indicators. *Elektrycheskiye sety y systemy*. 2013. № 4. P. 42–46. (Rus)
3. Lutsiak V.V. Remote method for determining the location of interphase short circuit in a 6–35 kV distribution network with overhead transmission lines. *Visnyk Kryvorizkoho tekhnichnoho universytetu*, 2006. P. 112–115. (Ukr)
4. Zubko V.M., et al. Effectiveness of monitoring the closures in networks with isolated neutral. *Visnyk Kharkivskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu silskoho hospodarstva im. Petra Vasylenka*. 2010. Vol. 102. P. 21–23. (Ukr)
5. Walling R.A., et al. Summary of distributed resources impact on power delivery systems. *IEEE Transactions on power delivery*, 2008. № 23. P. 1636–1644.
6. Lezhniuk P.D., Kutina M.V. Methods and means of protection against breakage of wires and finding fault location in distribution network with complex topology voltage 6–35 kV. Vinnitsia: VNTU, 2014. 152 p. (Ukr)
7. Hai O.V., Kozyrskiy V.V. Choosing the optimal number of partitioning devices for 10 kV power distribution networks. *Elektryfikatsiia ta avtomatyzatsiia silskoho hospodarstva*. 2004. Vol. 2. P. 12–20. (Ukr)
8. Pazii V. H. Improving the efficiency of short-circuit targeting devices in 6–10 kV electrical distribution networks based on PLC technologies. *Enerhetyka ta kompiuterno-intehrovani tekhnolohii v APK*. 2014. № 2. P. 14–16. (Ukr)
9. Decree National Commission for the State Regulation Energy and utilities of Ukraine № 685 from 25.05.2017. On approving the reliability of power supply targets for 2017 (<http://www.nerc.gov.ua/?id=25441>)
10. Jahedi A., Javidan J., Nasiraghdam H. Multi-objective modeling for fault indicators placement using of NSGA II to reduce off time and costs in distribution network. *Technical and Physical Problems of Engineering*. 2014. Vol. 6. Issue 21. No 4. P. 106–111.
11. Bjerkan E., Venseth T. Locating Earth-Faults in Compensated Distribution Networks by means of Fault Indicators. *International Conference on Power Systems Transients (IPST'05)*. 2005. Paper № IPST05. 107 p.

Надійшла 02.03.2018

Received 02.03.2018

УДК 621.316.1

ПРО ВИКОРИСТАННЯ ТЕНЗОРНОГО АНАЛІЗУ В ЗАДАЧАХ ВИЗНАЧЕННЯ ЗАПАСУ СТАТИЧНОЇ СТІЙКОСТІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИСТЕМ ЗА НАЯВНОСТІ ДЖЕРЕЛ РОЗПОДІЛЕНОЇ ГЕНЕРАЦІЇ**Козирський В.В.^{1*}**, докт. техн. наук, **Тугай І.Ю.^{2**}**, канд. техн. наук, **Тютюнник Ф.О.^{3***}**

1, 3 – ННІ енергетики, автоматики і енергозбереження НУБіП України,
вул. Героїв Оборони, 12, Київ, 03041, Україна
e-mail: tiutiunnik.f@gmail.com

2 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: tugai@ukr.net

Проведено аналіз можливості застосування тензорної методології при розв'язанні задач оцінювання запасу статичної стійкості електричних систем. Складові моделі, що базуються на тензорному аналізі, визначаються особливостями генеруючих установок та в умовах поширення розподіленої генерації мають вплив на стійкість системи. Досить вагомою величиною є момент інерції ротора, що визначається конструктивним виконанням та потужністю генератора. В умовах відсутності інформації виникає потреба в моделях ідентифікації механічних характеристик турбогенераторів малої потужності. Такі моделі було отримано на основі методики проектування турбогенераторів. Розглянуто можливість уточнення компонент моделі, що базується на тензорній методології. Бібл. 6, рис. 3.

Ключові слова: математична модель, тензор, стійкість, електрична система, розподілена генерація, момент інерції, турбогенератор.

Вступ. У сучасних умовах поширення джерел розподіленої генерації (РГ) більш вагомою постає проблема стійкості електричної системи на всіх її рівнях. З цією проблемою пов'язана задача пошуку найбільш раціональних шляхів узагальнення одно-тривимірних задач до рівня багатовимірної системи, якою, по суті, є сучасна електроенергетична система. Одним з основних факторів, що обумовлює таку проблему, є саме збільшення кількості одиниць генеруючих потужностей, пов'язане зі зростанням частки розподіленої генерації, відповідно, як наслідок, зростає розмірність системи. Мета цієї роботи полягає у вивченні можливості застосування тензорного аналізу при створенні багатовимірної математичної моделі системи електропостачання з РГ для розв'язання задач стійкості. Також необхідно висунути пропозиції стосовно одного з етапів визначення параметрів моделі, а саме визначення параметрів джерел РГ, оскільки наразі відсутні довідникові дані за значенням інерції турбогенераторів малої потужності.

Задача аналізу перехідних процесів та аналізу стійкості у великих системах є надзвичайно складною та багатофакторною. Для спрощення процесу аналізу залежно від першочергових цілей, а також для складання більш детальних математичних моделей перехідні процеси поділяють на електромагнітні та електромеханічні. Такий поділ, оснований на енергетичній суті процесів у системі, реалізується на основі виокремлення двох базових видів енергії, наявних у системі: електромагнітна (електромагнітне поле); механічна (кінетична енергія обертального руху).

Відповідно до [1] тензор визначається як деякий математичний об'єкт. Основу тензорного аналізу, або абсолютного диференціального числення складає система понять – перетворення, група та інваріантність.

Основною властивістю тензора є те, що його складові можуть бути виражені в будь-якій системі координат на основі його складових у певній вихідній системі координат. Це відбувається шляхом складання групи матриць перетворення. Цей факт особливо важливий в умовах зміни схеми з'єднань. При тенденції інтелектуалізації електричних систем і мереж матимуть місце часта зміна схеми з'єднань та кількість підключених джерел генерації, що пов'язано з досягненням оптимального режиму за значною кількістю параметрів.

Загальноприйнятим є визначення тензора як фізичної величини. Така позиція дає змогу сфокусувати увагу саме на фізичних процесах, що відбуваються в системі, а не на розмірності системи, складності процесу та засобів аналізу багатовимірної системи. Слід відзначити, що фундаментальні праці [1, 2] були свого часу предметом серйозних дискусій і піддавалися критиці, але на етапі формування узагальненої математичної моделі для розв'язання задач оцінювання запасу стійкості електричних систем за наявності багатьох джерел розподіленої генерації застосування тензорної методології, враховуючи викладене, виглядає найбільш доцільним.

У роботі [3] розглядається вплив джерел РГ на динамічну стійкість в умовах збільшення частки розподіленої генерації, в результаті встановлено вплив технологій РГ на динаміку електроенергетичної системи. Аналіз та шляхи вдосконалення підходів у задачах оцінювання стійкості відображені в роботах [4, 5]. У них відображені звичні підходи, що базуються на проведенні еквівалентування до певного рівня та складанні системи звичайних диференціальних рівнянь, що обмежують розмірність математичної моделі. На той же час тензорний аналіз є найбільш відповідним інструментом для моделювання систем з високою розмірністю, які водночас динамічно змінюють свій стан та схему з'єднання.

Оцінювання стійкості, основане на тензорній методології. Оцінювання статичної стійкості може здійснюватися методом малих коливань. У випадку застосування методу малих коливань швидкість ротора $p\theta$ є змінною. Рівняння прикладеної напруги (e) та прикладеного моменту (T) для елементарної машини матимуть вигляд, наведений в роботі [2], тензори в рівняннях виділені жирним не курсивним шрифтом. Ці рівняння описують поведінку машини в процесі прискорення:

$$\left. \begin{aligned} e &= R \cdot i + L \cdot p i + p\theta G \cdot i \\ T &= Mp^2\theta - i \cdot G \cdot i \end{aligned} \right| \begin{aligned} e_m &= R_{mn} \cdot i^n + L_{mn} \cdot p i^n + p\theta G_{mn} \cdot i^n; \\ T &= Mp^2\theta - G_{mn} \cdot i^m \cdot i^n. \end{aligned} \quad (1)$$

У разі порушення рівноваги машини, що характеризується, наприклад, переходом значення струму i до значення $i_0 + \Delta i$, рівняння коливань елементарної машини матимуть такий вигляд [2]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta e &= (R + Lp + p\theta G) \cdot \Delta i + G \cdot i_0 \Delta p\theta; \\ \Delta T &= Mp^2 \Delta \theta - i_0 \cdot (G + G_t) \cdot \Delta i, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

де Δe – тензор зміни ЕРС; ΔT – тензор зміни енергії; M – тензор моменту електричної машини.

У разі оцінювання запасу статичної стійкості електричної системи рівняння малих коливань для системи матимуть такий самий вигляд, як і (2), але відповідні тензори будуть містити в собі відповідні фізичні величини всіх елементів системи.

У рівняннях (2) фігурує величина швидкості обертання ротора $p\theta$, що потенційно має значний вплив у випадку наявності в певному сегменті турбогенераторів малої потужності. Навіть при незначних збуреннях ця величина може зазнавати значних змін внаслідок малої одиничної інерційності таких турбогенераторів, що спричиняє зміни за частотою. Цей факт є особливо актуальним у разі відділення локального сегмента від енергосистеми, тобто робота в режимі так званого «енергоострова».

Рівняння (2) можуть бути об'єднані в одне рівняння [2]:

$$\Delta p = Z \cdot \Delta x, \quad (3)$$

у якому p має назву вектор загальної сили, він є складним, утвореним з тензорів e – ЕРС, та T – енергія [2], відображає ліву частину рівнянь (2), значення змінних якого, по суті, свідчить про певний запас стійкості:

$$p = \begin{bmatrix} e & T \end{bmatrix} \quad (4)$$

Відповідно x – вектор узагальненої швидкості, утворений з тензора струму, що входить до правої частини рівнянь (2), виражений у чотирьох електричних осях d_s, d_r, q_s, q_r , із доповненням п'ятою віссю s , яка відображає напрям миттєвого кутового переміщення ротора θ , відповідно до [2] має вигляд

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \mathbf{i} & p\theta \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Отже, рівняння коливань (2) з урахуванням (4) та (5) можна записати у вигляді (3). Складова $\mathbf{Z}$ має назву тензор електромеханічного імпедансу, він складається з тензора перехідного імпедансу $\mathbf{Z}$, який доповнений додатковими рядком та стовпцем $\mathbf{s}$, що відповідають додатковим (геометричним) ступеням свободи [2].

Відповідно до [2] для дослідження стійкості системи необхідно скласти перехідний тензор електромеханічного імпедансу системи $\mathbf{Z}'$. Висновки стосовно стану системи робляться шляхом порівняння детермінанта $\mathbf{Z}'$ нулю та застосування критеріїв стійкості. На цьому початковому етапі для спрощення формування базової моделі не були враховані системи регулювання. Але у подальшому дія систем регулювання обов'язково має бути врахована.

Визначення інерційності. Аналізуючи вираз (2) та на основі результатів розрахунків [5], можна зробити висновок, що досить вагомим фактором є величина моменту інерції ротора, вона відображає запас кінетичної енергії. Особливо в умовах поширення РГ. Така величина визначається на етапі проектування генератора.

На сьогодні в довідниках відсутні дані про динамічні характеристики турбогенераторів малої потужності менше 60 МВт. Цей факт пов'язаний з позицією, що існувала тривалий час, щодо відсутності впливу генераторів малої потужності на стійкість. В умовах відсутності інформації для забезпечення отримання достовірних результатів можна скористатись процедурою проектування турбогенераторів.

Відповідно до цієї процедури проводиться серія розрахунків, спрямована на визначення розмірів складових частин турбогенератора. На основі отриманих значень можна знайти величину інерційності та моменту турбогенератора. Відповідно до методики проектування турбогенераторів, описаної в [6], було проведено апроксимацію графічних залежностей, показаних на рис. 1-3. Апроксимація проводилась методом підставлення. На рис. 1 зображено графічні залежності машинних постійних Арнольда від потужності для різних типів турбогенераторів. На рис. 2 відображено залежність діаметра розточки статора від потужності. На рис. 3 зображено залежності діаметра ротора від номінальної потужності.

Після апроксимації графічних залежностей отримано аналітичні вирази, які можуть бути використані для розрахунку моменту турбогенератора. Ці вирази можна об'єднати в систему:

$$\begin{cases} GD^2 = 3,8 \left(\frac{D_2}{1000} \right)^4 \cdot \left(\frac{l_2}{1000} \right) \\ C_A = 2,6S_n - 0,12S_n^2 + 0,002S_n^3 \\ D_1 = 64,75S_n - 1,46S_n^2 + 0,011S_n^3 \\ D_2 = 65,42S_n - 1,59S_n^2 + 0,013S_n^3 \\ l_2 = \frac{C_A S_n}{D_1^2 n_n} \end{cases} \quad (6)$$

де GD^2 – маховий момент; C_A –

машинна постійна Арнольда; D_1 – діаметр розточки статора; D_2 – діаметр ротора; l_2 – довжина ротора; S_n – номінальна потужність генератора.

Аналізуючи систему (6), можна зробити висновок, що входним параметром є тільки потужність S_n . Такий факт досить суттєвий в умовах відсутності детальних характеристик турбогенераторів малої потужності. Слід зазначити, що цей підхід до визначення махового моменту дає достовірні результати для турбогенераторів серії Т, які складають більшість у номенклатурі потужностей до 20 МВт.

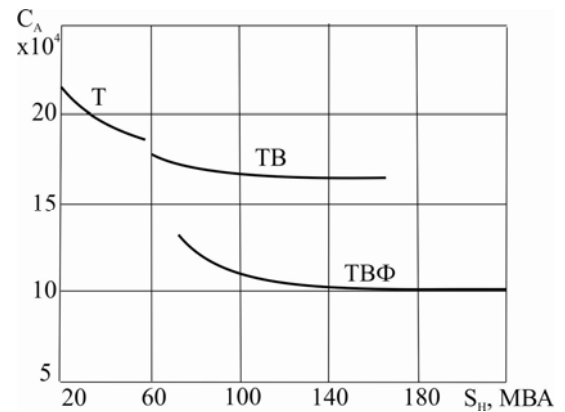


Рис. 1

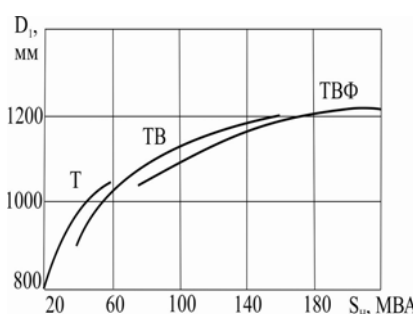


Рис. 2

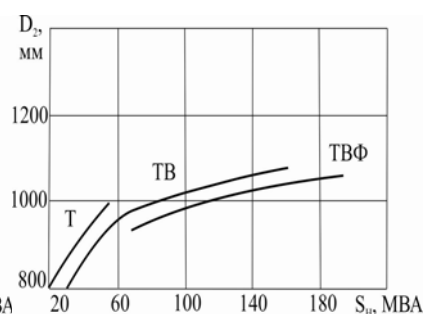


Рис. 3

Для отримання адекватних результатів тензор $\mathbf{M}$ у рівняннях (2) має бути виражений як складний тензор з використанням рівнянь, що складають систему (6).

Висновки. Проведено аналіз можливості застосування тензорної методології для оцінювання статичної стійкості електричних систем, визначено компоненти, які потенційно мають значний вплив на стійкість, в контексті наявності джерел розподіленої генерації. На основі властивостей тензорів можна зробити висновок, що застосування тензорного аналізу при створенні багатовимірної математичної моделі системи електропостачання з РГ для розв'язання задач стійкості є можливим і в перспективі може бути досить доцільним. Додатково слід відзначити, що у зв'язку з сучасною тенденцією інтелектуалізації електричних систем і мереж, матимуть місце часта зміна схеми з'єднань та кількість підключених джерел генерації. Це пов'язано з досягненням оптимального режиму за значною кількістю параметрів. За таких умов здатність тензора до перетворень є досить суттєвою, що можна віднести до додаткових переваг використання тензорного аналізу. Отримано математичну модель визначення одного з параметрів, що відображають механічні властивості турбогенераторів малої потужності, а саме механічного моменту. Це є актуальним в умовах відсутності інформації. Такий результат є вагомим етапом у разі оцінювання запасу статичної стійкості, у тому числі при використанні тензорного аналізу.

1. Kron G. Tensor analysis of networks. New York: John Wiley and Sons, inc., 1965. 704 p.
2. Kron G. The application of tensors to the analysis of rotating electrical machinery. New York: General Electric Review, 1935.
3. Sootweg J.G. and Kling W.L. Impacts of distributed generation on power system transient stability. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. 2002. Vol. 2. Pp. 862-867. DOI: 10.1109/PSS.2002.1043465
4. Тугай Ю.І., Козирський В.В., Приступа А.Л., Тютюнник Ф.О. Дослідження впливу розосередженої генерації в розподільчих мережах на стійкість режимів локальних сегментів електричних систем. Вісник ХНТУСГ. 2017. № 187. С. 3–5.
5. Tiutiunnyk F., Prystupa A. and Bodunov V. Improving methods for evaluating the stability of electrical systems with distributed generation. II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF). Kharkiv, Ukraine, 2016. Pp. 37-40. DOI: 10.1109/YSF.2016.7753795
6. Хуторецкий Г.М., Токов М.И., Толвинская Е.В. Проектирование турбогенераторов. Ленинград: Энергоатомиздат, 1987. 256 с.

УДК 621.316.1

В.В. Козырський¹, докт. техн. наук, **И.Ю. Тугай²**, канд. техн. наук, **Ф.А. Тютюнник³**

1, 3 – ННІ енергетики, автоматики і енергосбереження НУБіП України,
ул. Героев Оборони, 12, Київ, 03041, Україна

2 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

О ПРИМЕНЕНИИ ТЕНЗОРНОГО АНАЛИЗА В ЗАДАЧАХ ОЦЕНИВАНИЯ ЗАПАСА СТАТИЧЕСКОЙ УСТОЙЧИВОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПРИ НАЛИЧИИ ИСТОЧНИКОВ РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ГЕНЕРАЦИИ

Проведен анализ возможности применения тензорной методологии при решении задач статической устойчивости электрических систем. Составляющие модели, которая основана на тензорном анализе, определяемые особенностями генерирующих установок и в условиях распространения распределенной генерации, будут влиять на устойчивость системы. Достаточно существенное влияние имеет величина момента инерции ротора, которая определяется конструктивным исполнением и мощностью генератора. В условиях отсутствия информации возникает потребность в моделях идентификации механических характеристик турбогенераторов малой мощности. Данные модели были получены на основании методики проектирования турбогенераторов. Рассмотрена возможность уточнения идентификации компонент модели, базирующейся на тензорной методологии. Библ. 6, рис. 3.

Ключевые слова: тензор, устойчивость, электрическая система, распределенная генерация, момент инерции, турбогенератор, математическая модель.

V. Kozyrskyi¹, I. Tugai², F. Tiutiunnyk³

1, 3 – Education and Research Institute of Energetics, Automation and Energy Efficiency of NUBIP,
Heroyiv Oborony Str., 12, Kyiv, 03041, Ukraine

2 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

ABOUT TENSOR ANALYSIS APPLICATION TO THE STEADY-STATE STABILITY ESTIMATION TASKS OF POWER SYSTEMS WITH DISTRIBUTED GENERATION SOURCES

The aim of this paper is to analyze possibility of tensor methodology application to the stability estimation tasks. This study reviews components of mathematical model, which describes specifics of distributed generation sources. According to trend of share of distributed generation, some of them have an effect on stability. The moment of inertia is quite important value, it was caused by design and generator capacity. Therefore, lack of information is cause necessity of identification models for small capacity generators. Such model obtained by turbogenerator design procedure. Also, this study examines possibility of clarification identifying components of tensor model. References 6, figures 3.

Key words: tensor, stability, power system, distributed generation, inertia moment, turbogenerator, mathematical model.

1. Kron G. Tensor analysis of networks. New York: John Wiley and Sons, inc., 1965. 704 p.
2. Kron G. The application of tensors to the analysis of rotating electrical machinery. New York: General Electric Review, 1935.
3. Slootweg J.G. and Kling W.L. Impacts of distributed generation on power system transient stability. *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*. 2002. Vol. 2. Pp. 862-867. DOI: 10.1109/PESS.2002.1043465
4. Tugai Y., Kozyrskyi V., Prystupa A., Tiutiunyk F. The study of stability in a local segment of the power system with distributed generation. *Vistnyk KhNTUSG*. 2017. №187. Pp. 3–5 (Ukr)
5. Tiutiunyk F., Prystupa A. and Bodunov V. Improving methods for evaluating the stability of electrical systems with distributed generation. *II International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering (YSF)*. Kharkiv, Ukraine, 2016. Pp. 37–40. DOI: 10.1109/YSF.2016.7753795
6. Khutoretsky G.M., Tokov M.I., Tolvinskaya E.V. Design of turbogenerators. Leningrad: Energoatomizdat, 1987. 256 p. (Rus)

Надійшла 02.03.2018

Received 02.03.2018

УДК 621.315.1

ABNORMAL RESONANCE OVERVOLTAGES IN MAIN POWER ELECTRICAL NETWORKS WITH SOURCES OF DISTORTIONS

V.V. Kuchanskyi

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine.

e-mail: kuchanskiyvladislav@gmail.com

The paper deals with the analysis and classification of durable internal overvoltages in the main power electrical network. The work considers the possibility of developing overvoltages in abnormal modes with sources characterized by distortions: asymmetric, nonsinusoidal and combined. Investigated those abnormal resonance overvoltages which occur in the extra high voltage transmission lines 750 kV with nonsinusoidal and asymmetric sources of distortion depend of many interconnected processes and on the values of a large number of parameters. Such an overvoltage classification is not accidental, since the source of their occurrence and distortion characteristics determine an abnormal regime. Described an example of such distortion, is incomplete mode of operation of the extra-high voltage transmission line, which causes the appearance of resonance circuits with distributed capacities of the line and the inductances of the shunt reactors. Detected that the second type of abnormal resonance overvoltages occur when extra high voltage transmission line switching on to no-loaded autotransformer. The theoretical principles of the emergence of harmonic resonant overvoltages with the inclusion of the superconducting voltage on the unloaded autotransformer are given. The key factor which led to abnormal nonsinusoidal mode is saturation magnetical core of noloaded autotransformer is analyzed. The main approaches to the study of abnormal resonance overvoltages are described and directions of the subsequent researches are designated. The obtained results of the research indicate the expediency of studying the conditions of occurrence and existence of abnormal resonance overvoltages. Bibl. 15, fig. 5, table.

Key words: extra-high voltage power lines, abnormal resonant overvoltages, asymmetric mode, single-phase automatic re-closer, nonsinusoidal mode, no-loaded mode of autotransformer.

General description of the problem. The first extra high voltage (EHV) transmission 750 kV was put into service in Ukraine in 1980th. Nowadays the transmission lines 750 kV are the main

system-forming lines in the United Electric Grid of Ukraine and provide electricity from powerful power units and also the necessary exchange between separate power systems. In addition, their development and efficient operation are an important prerequisite for the integration of the United Energy System of Ukraine into the European Network of Transmission System Operators for Electricity (ENTSO-E) in the future [11-13,15]. That is why damage such lines or equipment, which ensures their connection to the grid, is a severe system failure, can cause the collapse of the combined system into separate parts in which there will be a shortage or excess of generating capacities and, accordingly, cause disconnection of consumers in scarce regions and blocking of power stations in excess regions. Of course, such an abnormal mode of the bulk network will be significantly different from the optimal [3,4,7-15]. Thus, the prevention of the failure of the EHV transmission lines - an important scientific and practical task in terms of providing reliability of electricity supply and the provision of satisfactory indicators of quality and efficiency of operation of main electrical networks.

In the paper, one of the main sources of nonsinusoidal distortion EHV lines is considered the nonlinearity of the volt-ampere characteristic when the unloaded autotransformer is switched on. Such a regime causes the conditions for the appearance of overvoltages of even harmonic. It should be noted that the process of occurrence of overvoltages on the even harmonic is not generally known and the value of the characteristics of this kind of overvoltages depends on many factors and factors of the abnormal regime.

It should be noted that nowadays are used for ensuring the required reliability of the transmission line EHV is carried out today by building additional lines of the line [14,15]. It is clear that this requires additional capital expenditures. But it is possible to increase the reliability of electricity supply by carrying out repair work under voltage, as well as by using incomplete phase modes of the overhead line. At the same time, the losses from lack of electricity are reduced, the stability of the power systems and the optimal flow distribution regime are maintained, the possibility of timely elimination of defects during the preventive repair of the lines and switches.

The aim of article is creating a classification of a particular type of internal overvoltages, which occur in the abnormal nonsinusoidal and nonsymmetrical modes of extra-high voltage power lines.

Classification of abnormal resonance overvoltages (ARO) in main electrical networks.

One of the main reasons for failure of equipment in the main electrical network are overvoltages, that is, an increase in the value of the operating voltage above the maximum permissible value, in accordance with the technical regulations [1,2]. This is due to the fact that a relatively small isolation reserve is provided for the constituent elements of main electrical networks due to the high cost for this voltage class.

Durable internal overvoltages arise due to resonance at coincidence of the values of the parameters of the circle elements [3-12,14]. This type of overvoltage occurs due to the properties of the network can be eliminated by changing the relationship between the parameters of the network and its mode [11-13]. Unlike switching overvoltages that last for hundreds of seconds, abnormal occur unpredictably, and can last for a long time above seconds, until the action of protection against voltage increase, voltage regulators or personnel interference does not affect the change of circuit or mode.

Abnormal resonance overvoltages are not taken into account when selecting isolation or parameters of traditional measures for suppression overvoltages, since these protective measures are designed to limit switching overvoltages, rather than to extinguish a long process. Therefore, the probability of the occurrence and development of systemic accidents at ARO is quite significant. For this reason, the work is devoted to the study of internal durable ARO. The abnormal overvoltages in main electrical networks can exist on the basic harmonic during incomplete modes of overhead lines and shunting reactors and overvoltage with automatic self-excitation of higher harmonic components [4,5,12,13]. But it should be noted that under the real conditions of existing power systems one or another type of abnormal overvoltage may not exist at all or the amplitudes of these overvoltages are so small that their research does not constitute a practical interest.

The use of the term of abnormal overvoltage is not accidental [11,14], because when working out literary sources [3-15] and studies of experimental results [11-13,15], it was concluded that this kind of overvoltage is fundamentally different from traditional ones. The difference and the special characteristics of overvoltages is that they are caused by an abnormal regime, primarily due to the effect of the source of distortion [3-6,11-13,15]. On (Fig. 1), the division of this type of internal overvoltage into two main categories, depending on the resonance at a certain frequency, is shown on the basic harmonic and higher harmonic components. Such a division is driven by the fact that the modes of bulk electric networks caused by the switching of unloaded power autotransformers in saturation mode and network modes in which the source of distortion does not contain nonlinear elements. That is, was done another division by the linearity sources of distortion - nonlinear or linear and the resonance in which circle - linear or nonlinear.

The following types of ARO are considered in the paper according to the developed classification given on (Fig. 1). The first type of ARO is caused by the source of higher harmonic components. The most typical case for main electrical networks is the connection of the transmission lines EHV to the unloaded group of autotransformers. An increase in voltage occurs on higher harmonic components: overvoltages arise at even harmonics in a linear circle to which the source of distortion is connected (a magnetic shunt of autotransformer operating in unloaded mode). The second type of abnormal overvoltages occurs in the asymmetric mode. A typical situation is the disconnection of the phase of the EHV transmission line with the possible disconnection of one of the groups of shunt reactors. Overvoltages can occur with a combination of asymmetric and nonsinusoidal modes. In the work of this type includes the switching of transmission lines EHV to an incomplete autotransformer group.

Durable ARO are one of the most difficult to analyze types of internal overvoltages [3-6,10-12,14]. The research problem is due to the fact that there are many elements in the main electrical network, the processes in which it is difficult to accurately and adequately simulate. These elements, in particular, include inductors with steel cores and conductors of EHV with corona discharge, as well as secondary arc of alternating current during single phase automatic re-closer, since these processes are non-linear [13-15]. That is, the volt-ampere elements are described by non-linear equations. It is precisely because of the presence of such elements that it is impossible to obtain accurate results about the existence of overvoltage in one mode or another.

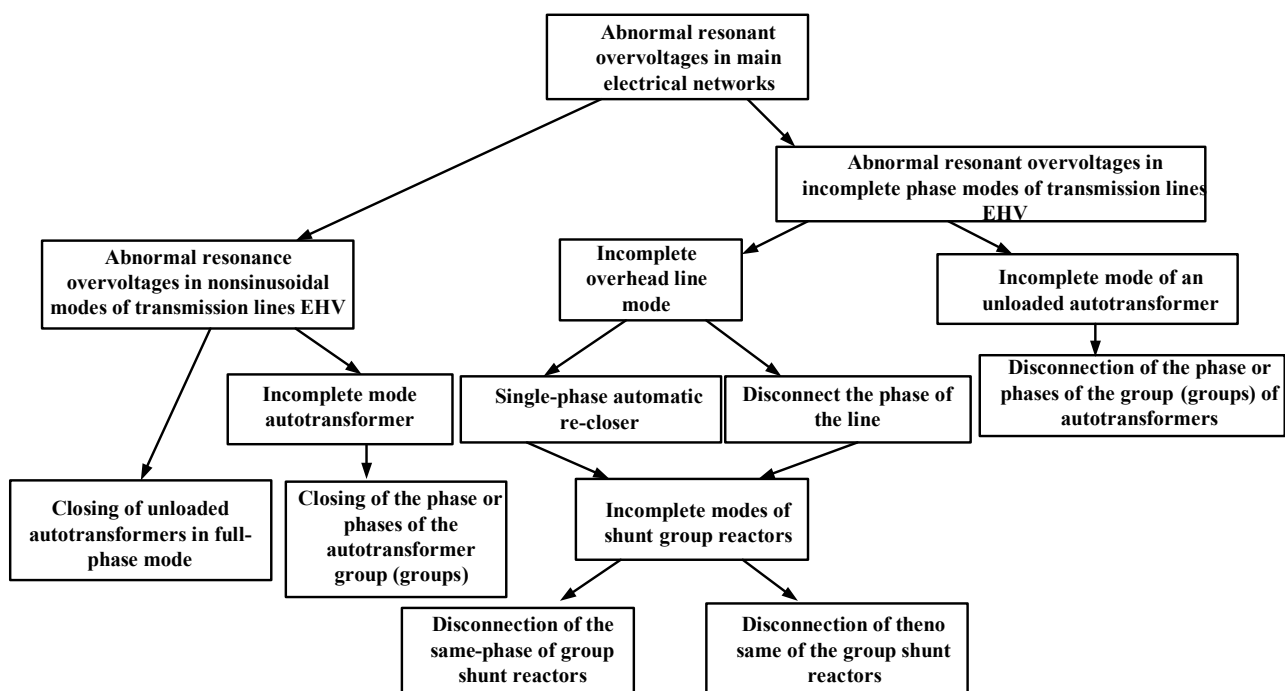


Fig. 1

It should be noted, that permissible short-term voltage rises in the frequency of 50 Hz in service conditions should not exceed the relative values relative to the highest operating voltage divided in [1] for electrical equipment of alternating current for voltage 750 kV are indicated in the table 1. The value of normal operation voltage for electrical equipment is 643 kilovolt.

Permissible in the operation of short-time voltage rises in frequency of 50 Hz

Type of electrical equipment	Permissible increase of voltage value with duration			
	20 minutes	20 seconds	1 seconds	0,1 seconds
Power transformers (autotransformers)	1,1	1,25	1,67	1,76
Shunt reactors, apparatuses, capacitive voltage transformers, current transformers, coupling capacitors, bus supports	1,1	1,3	1,88	1,98
Arresters	1,15	1,35	1,4	-

Abnormal resonance overvoltages at nonsinusoidal distortions. As is well known, the nonsinusoidal voltage and current causes the aging of electrical machines, transformers and cables due to heating, as well as the occurrence and last of ionization processes in isolation, especially at high frequencies of an alternating electric field. For electrical machines, transformers and cables, the most significant is the thermal aging of insulation, and the effect of higher harmonic components caused by significant distortions of the shape of the curves of voltage and current at the excitation of the autotransformer, on the ionization processes in the insulation, enhance the aging effect. Thus ARO due to saturation of the autotransformer magnetic shunt have a double negative effect on the isolation of the equipment, for example, from ARO in asymmetrical modes.

Abnormalities of nonsinusoidal modes are characterized by the appearance of higher harmonics of current and voltage [5-8,13-15]. The distortion of the shape of the curve of the voltage and currents in this case is due to the nonlinearity of the magnetization shunts. In recent years, great attention in the study of modes of electric networks has been given to fluctuations in circles with steel. The reason for this is the appearance of complex phenomena on the transmission lines of the EHV, such as resonances at frequencies different from the main [5,6,13-15].

The resonance of the phenomenon in circuit with steel, which are united under the general name of ferroresonance processes, have been known for almost a hundred years, but only with the development of modern theory of nonlinear oscillations using the latest methods implemented on modern computers, these phenomena have received a sufficiently complete theoretical justification. The theory of nonlinear oscillations revealed a number of features that fundamentally distinguish nonlinear oscillatory systems from linear ones. Such features are a leap-like change in the nature of oscillations when changing system parameters (trigger effect), the appearance of oscillations and resonance at frequencies different from the frequency of the electromotive power of the circle - subharmonic, ultraharmonic, and fractional resonances [5,6]. Among the methods of research, the most widely used modernized methods of small parameter, complex amplitudes and methods of analysis of the theory of stability of periodic oscillations and other classical methods of analysis. And in order to investigate in detail the behavior of the autoparametric behavior of elements of a nonlinear circle, it is necessary to apply the theory of nonlinear dynamics and deterministic chaos. In general, these studies constitute a separate problem of modern electrical engineering. In this paper we consider resonance phenomena in a linear electric circuit, and nonlinear inductance is only a source of distortion, not an integral part of a circle.

In this paper, the attention is paid to the occurrence of overvoltages on even harmonic components caused by the connection of unloaded autotransformers in complete phase mode and incomplete mode of operation (Fig. 2). In literary sources [5,6,13-15], the causes of overvoltages are considered either briefly and confusingly, or engineering methods for calculating self-excitation regions of harmonics of even multiplicity are presented, from which the physics of the process of occurrence of overvoltages is unclear. This means that the mechanism and physical nature of the phenomenon of abnormal overvoltage is not clearly described, since there is no information about the full development of the process from the beginning to the end, and the source of the even

harmonics is considered only to change the inductance of the magnet of the autotransformer. In general, the presence of a significant amount of contradictory information does not allow analyzing in detail the phenomena that occur when the low-loaded or unloaded autotransformer is turned on.

As already noted above, in order to solve the problem of harmonic overvoltages, it is necessary first of all to adequately reproduce the nonlinear nature of the magnetization shunt. In practice, it is difficult to do so, when solving this problem, it is necessary to make certain compromises. Implementing the exact method is problematic, not only because of the great accounting difficulties. The accuracy of the source data and its completeness is no less important, since it is obvious that the accuracy of the analysis can not exceed the accuracy of the output data. In addition, for the research it is necessary to have data from the manufacturer of autotransformers on the curve of magnetization.

The physical nature of the emergence of pair harmonics on the transmission line of the EHV with an attached autotransformer is due to the periodic change in the inductance of the magnetic shunt when passing through it alternating current. This inductance varies with a double frequency in relation to the applied voltage. Provided that the proper frequency of the equivalent circuit is equal to 100 Hz, there may be an overvoltage on the second harmonic. For this it is necessary that the input impedance was capacitive and was approximately equal to the average value of the inductive resistance of the magnetic shunt of the autotransformer at this frequency.

The maximum overvoltage depends on many parameters, the most important of which are: the operating voltage of the transmission lines EHV; transmission line length; number of groups of shunt reactors and degree of compensation of charge capacity; the ratio of the reactive resistance of the straight line and the zero sequence of the line; the value of the preconnected active resistance to the switch and the duration of their connection; scatter at the moments of switching on individual poles.

It should be noted that although the occurrence of this type of overvoltage outlined quite long ago, but nowadays, the process of their origin and development is insufficient. It remained unclear even the reason for their appearance. Some authors believed that the source of distortion is a constant component of the flow coupling autotransformer, other scientists determined the reason for changing the parameters of the magnet shunt [10, 13-15].

Basically, harmonic overvoltages (Fig. 3) arise during the first stages of the restoration of electricity supply,

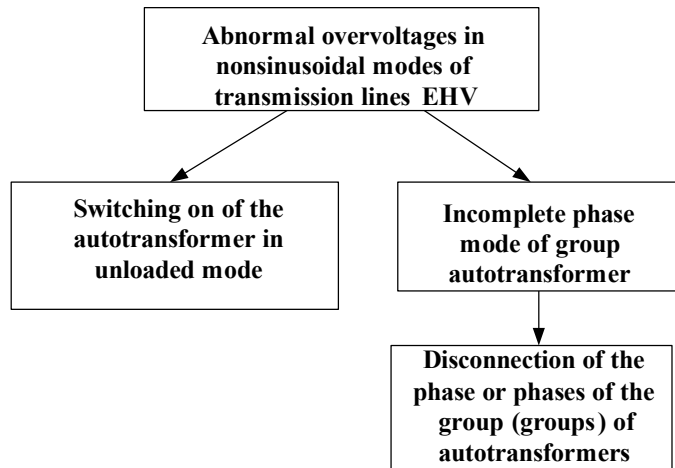


Fig. 2

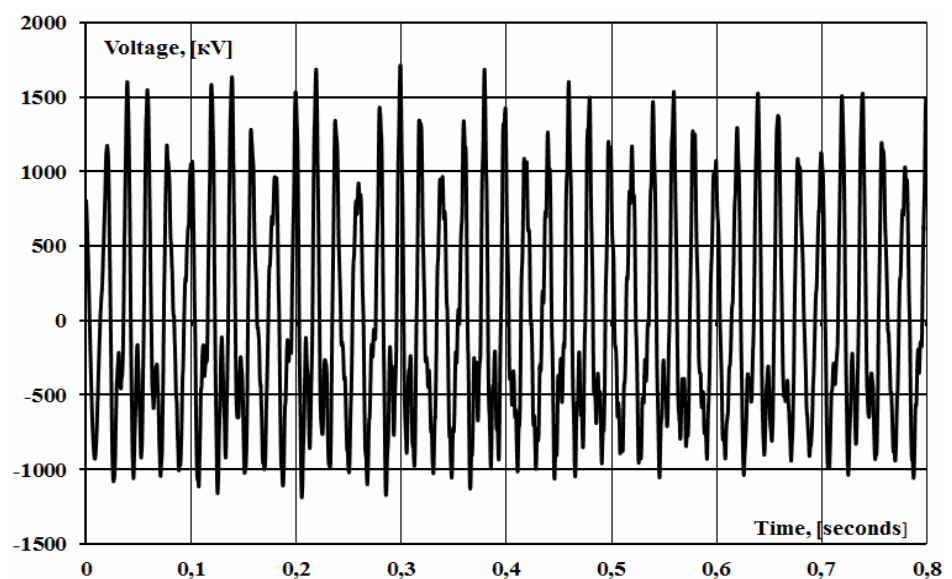


Fig. 3

when the whole system is weakly damaged. When switching on the autotransformer, operating in idle mode, the magnetic shunt is saturated. This, in turn, results in the melting of magnetizing currents with a substantial content of the harmonics, including the second harmonic component, and thus the current source generating harmonic components appears to be connected to the transmission lines of the EHV. As a rule, the values of harmonic resonance overvoltages have a large multiplicity and are durable, so they can activate relay protection devices which led to disconnection of EHV line with all negative consequences [3-15] or damage equipment isolation.

Thus, when the initial excitation of the autotransformer occurs, its magnetic core enters the state of saturation, in which magnetizing currents are generated causing an increase in the voltage of the harmonic components. To investigate the possibility of abnormal overvoltage it is expedient to use mathematical modeling [11-15]. However, studies conducted using the toolkit does not take into account the correlation between the factors affecting the characteristics of overvoltages. In addition, the use of simulation only makes it impossible to fully reproduce the probabilistic nature of overvoltage due to the lack of development of appropriate procedures in mathematical maintenance. In the work to solve these problems in order to study ARO, it is proposed to use an artificial neural network and software complexes, the creation of which is necessary for the preparation of the functioning of the artificial neural network. It is precisely this combination of modern analysis tools that has provided an opportunity to ensure that the results of research with the necessary accuracy in the current state of the complexity of the electric networks of the EHV are obtained.

Accordance with requirements which are shown on table 1 we can conclude that, ARO in nonsinusoidal source of distortion are very dangerous for insulation of power equipment. In such abnormal mode occur significant and slow decaying ARO on even harmonics. Analysis of Figure 3 shows that overvoltages under the influence of higher even harmonic attain large values, develop rapidly and durable exist. A distinctive feature of this type of overvoltage is the rapid self-excitation of pair harmonics and a significant distortion of the shape of the voltage sinusoid.

In this mode, it is clearly traced the influence of the fields of higher harmonics on the ionization processes in isolation only aggravate due to the fact that the forms of the curves of voltage and current are significantly spoiled when excited autotransformer. Thus, the overvoltages arising from the saturation of the magnetic shunt of the autotransformer have a double effect on the isolation of the equipment. On the one hand, there is abnormal increase of voltage and on the other hand, there is an action of the nonsinusoidality.

Abnormal resonance overvoltages in the presence of asymmetric distortions.

Incomplete modes can occur spontaneously as emergency or planned modes especially as a measure that increases the reliability of the electrical system (Fig. 4). The latter category includes, for example, incomplete modes, which arise when applied on the lines of phase repair, as well as the disconnection of one or two phases of the line to melt the ice on overhead lines.

In main electrical networks, the flow of failures is almost entirely determined by accidents on the overhead line. In this case, as already noted, in lines with a voltage of 750 kV the overwhelming part of the trips is caused by single-phase short circuits. Unstable single-phase short circuits occurring on the line are accompanied by minimal disturbances on adjacent systems if they are eliminated in a cycle of single phase automatic re-closer [4,7,11,12,15]. In this case, the damaged phase of the line is disconnected from the two sides by the switches, and then, after a certain time, the so-called powerless pause, is automatically re-closed. During an uninterrupted pause, the open arc of the alternating current in the overlap should be extinguished, namely, the overlapping surface must be deionized and almost completely restore its electrical strength. When exploiting EHV lines to 60-70% of single-phase short circuits are unstable, that is, they can be eliminated in a short-term cycle without interruption, with the subsequent restoration of the normal circuit.

Relevance of the use of long incomplete phase modes can be explained by a number of reasons. First, today in main power electrical system of Ukraine there is a rapid growth of electricity consumption with the simultaneous lagging of the construction of new transmission lines EHV. Secondly, there is a disproportion in the distribution of generating capacities on the territory of the

country, as a result of which large volumes of power are transmitted over long distances. Thirdly, there appeared a large number of relatively low-power consumers who receive electrical energy by one-circuit EHV in the hundreds of kilometers long. It should be noted that with a large length of the line, the probability of both scheduled and sudden disconnections increases [4,11,12,15].

In itself, the disconnection of phases or phases of groups of shunt reactors in the normal mode of operation will not lead to an abnormal increase in voltage [4,11,12]. The latter arise, as shown in the work, when the phase of the group of shunting reactors is switched off, which creates conditions for their resonance increase at the main frequency (Fig. 4).

It should be noted the possibility of occurrence of incomplete phase modes of overvoltage is not actually associated with the presence of asymmetry, but with nonsinusoidal distortions in the transmission lines EHV, which were considered in the preceding paragraph. Thus the inclusion of an unloaded autotransformer at a certain length of the line leads to the appearance of ARO on pair harmonics [5-7,13-15]. With incomplete phase activation of the autotransformer, the same processes take place as in the full-phase, but only at those phases that are activated. Specificity lies in the fact that the switching of the line occurs not on the three phases of the group of single-phase autotransformers, but on two. Such a mode in the bulk network is permissible from the point of view of asymmetry, because the value of the current in the reverse and zero sequence does not exceed the maximum permissible values. This is due to the fact that two or even three groups of single-phase autotransformers work on the terminal substation, so the disconnection of one phase does not lead to a significant deterioration of the regime.

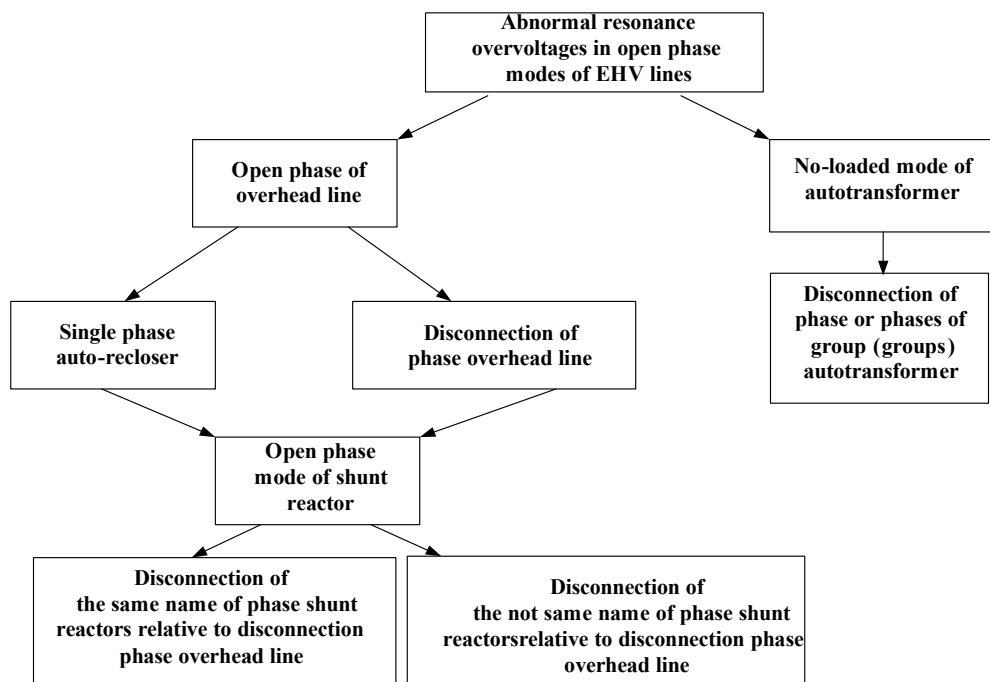


Fig. 4

When applying a single phase automatic re-closer, the switch-off phase of the transmission line leads to the of a transient process, after which the attenuation of a voltage in this phase is set at a level determined by the degree of compensation of distributed airline capacities by a group of shunt reactors [3,4,11,12,15]. This level may exceed the maximum permissible operating voltage. As the oscillograms of real processes in the operating networks have shown, often the transient process of changing the voltage in the phase after its disconnection has the form of bits with the filling of the sinusoid of the industrial frequency [11,12]. The values of the forced voltage depend on the parameters of a specific transmission line (length and design phase of the line, power supply system, availability, number and location of groups of shunting reactors). Single phase automatic re-closer may be accompanied by abnormal resonance overvoltages (Fig. 5). This type of

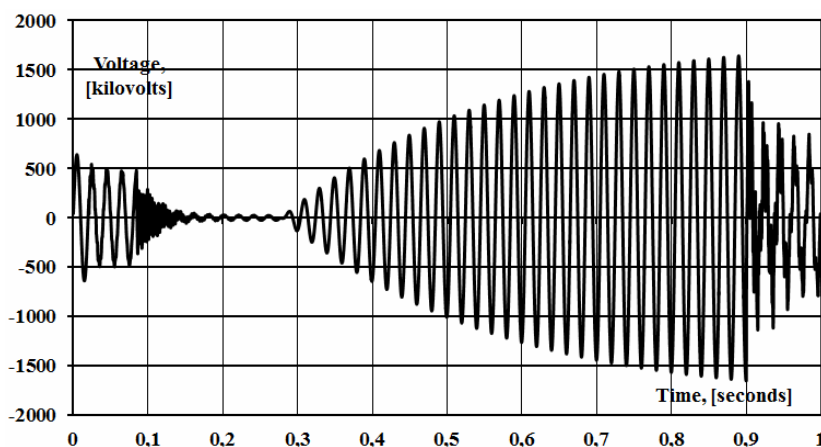


Fig. 5

overvoltage occurs due to the occurrence of resonant circuits with distributed line capacities and inductances of groups of shunt reactors. That is, at the actual lengths of the overhead line, the resonance properties of the line with the reactors appear not in the normal symmetric mode of operation, but in the asymmetric mode.

In this case, ARO are characteristic of a mode in which the deviation of the circuit and the

parameters of the elements from the phase symmetry play an essential role. As an example of such distortion, the incomplete mode of operation of the extra-high voltage transmission line is considered, which causes the appearance of resonance circuits with distributed capacities of the line and the inductances of the shunt reactors. The statement of the problem differs from the traditional design, when the criterion for choosing the inductors of the shunt reactors is the overvoltages of the normal mode, but although the causes of overvoltages in the incomplete mode are well defined, their appearance and values depend on many factors of the abnormal regime. Therefore, when designing and operating the transmission lines EHV requires careful examination of the possibility of existence of necessary and sufficient conditions of the ARO in real electric networks.

Overvoltages arise due to the formation of a corresponding circle with distributed capacities of the line and inductance of the shunt reactors in the incomplete mode of operation of the transmission lines [4-6,8-12]. For a more complete and clear understanding of the cause of the ARO in incomplete mode. As is known from the literature [4-6,8-12], shunt reactors are used to increase the line throughput, reactive power regulation and voltage in the normal operating conditions of the EHV transmission lines. The compensating reactor is used specially to compensate for the currents of secondary arc recharge at single phase auto re-closer. With a four-circuit connection circuit, the inductance of the shunt reactors compensates not only the capacitance between the ground and the phase of the line, but also the mutual capacity of overhead line.

So, we can see on Fig.5 that on the switched off phase of the overhead line, the process of abnormal resonance overvoltages arises, the character of which is determined by the natural oscillation frequencies of the resonant circuit with linear elements. It should be noted that an abnormal resonance voltage rise can be considered as a single-frequency process with a natural frequency, which depends on the degree of compensation of the line's charging power [12]. In this process, the overvoltages significantly exceed the maximum permissible values from Table 1 by several times, both in terms of both values and duration. The overvoltages in the asymmetrical mode appear slowly without distorting the shape of the voltage curve, but with significant values in the case of the current resonance condition, in contrast to overvoltages on the higher harmonic components.

Conclusions. 1. The classification of abnormal overvoltages for nonsinusoidal and asymmetric sources of distortion of main electrical networks has been created. It is established that the particular type of overvoltage differs from the traditional internal ones: the duration and values that significantly exceed the maximum permissible values given in the international and domestic standards for the correlation of 750 kV power equipment. Each of the sources of distortion are considered a non-sinusoidal, asymmetric or combined phenomenon characterized by a resonant circuit in which at the fulfillment of the necessary and sufficient conditions there is a currents resonance, which will lead to abnormal resonant voltage increase.

2. It is established that one of the characteristic and widespread examples of an asymmetric source of distortion is the single-phase automatic re-closer, in which abnormal resonant

overvoltages occur in a linear resonant circle. In such an abnormal incomplete phase mode, abnormal resonance overvoltages are characterized by duration of approximately 0.4 seconds and values exceeding the maximum permissible 2-3 times, the shape of the voltage curve is sinusoidal. A typical example of a non-sinusoidal abnormal regime is the connection of a EHV line on an unloaded autotransformer, in which an abnormal resonant voltage rise occurs due to oscillatory processes in a nonlinear resonant circuit. With such a nonsinusoidal source of distortion, the curve of the sinusoid voltage is distorted by the pair harmonics. The duration of the existence of abnormal resonant overvoltages in this mode reaches a second or even a minute, and values exceed the maximum permissible by 1.5 times.

3. An abnormal resonant overvoltage in accordance with the developed classification due to sources of distortion and significant characteristics of existence constitute a real danger to the reliable functioning of the combined power system of Ukraine and is a significant obstacle to the implementation of the conditions for integration with the European energy association system operators of ENTSO-E.

4. Subsequent studies will be aimed at the development of mathematical models and methods for analyzing ARO in asymmetric and nonsinusoidal modes of extra high voltage transmission lines. With the help of the developed ensemble of the means, the analysis of the factors that most influence the conditions of the occurrence of this class of internal overvoltage will be performed. According to the analysis, effective measures will be developed to prevent ARO. It is also considered appropriate to carry out a study of the effects of ARO with values that exceeding the maximum permissible values several times for such traditional measures as arrests, varistors and nonlinear overvoltages limiters.

5. Thus, as the importance of the problem itself, as well as the peculiarities of its emergence, the course and the presence of a whole series of unspecified interrelated factors were among the main circumstances that determined the scientific and practical significance of research aimed at increasing the energy efficiency of the power system from under conditions of abnormal resonance overvoltage.

1. GOST 20690-75 (ST SEV 1126-88, ST SEV 5797-86, ST SEV 5800-86, ST SEV 6111-87, ST SEV 6466-88) Electrical equipment of alternating current for voltage 750 kV. Requirements for the electrical strength of insulation (with Changes N 1-6).
2. IEC 60071-2 Insulation coordination – Part 2: Application guide, 2014.
3. Bazutkin V.V., Dmohovskaya L.F. Calculations of transients and overvoltages. M.: Energoatomizdat, 1983. 328 p.
4. Belyakov N.N., Kadomskaya K.P., Levinshcheyn M.L. Processes with single-phase automatic re-closer of high voltage lines. M.: Energoatomizdat, 1991. 256 p.
5. Dolginov A.I. Overvoltage in electrical systems. M.: Gosenergoizdat, 1962. 512 p.
6. Dolginov A.I. Resonance in electrical circuits and systems. M.: Gosenergoizdat, 1957. 328 p.
7. Dmohovskaya L.F. Engineering calculations of internal overvoltages in power transmission. M.: Energiya, 1972. 288 p.
8. Kadomskaya K.P., Lavrov Yu.A., Reyherdt A. A., Overvoltages in electrical networks for various purposes and protection from them. Novosibirsk: Novosibirskiy gosudarstvennyy tekhnicheskyy universitet, 2004. 368 p.
9. Kostenko M.V. High voltage power technique. M.: Energiya, 1975. 572 p.
10. Kostenko M.V., Kadomskaya K.P., Levinshcheyn M.L., Efremov I.A. Overvoltages and protection from them in high voltage air and cable power transmission lines. L.: Nauka, 1988. 302 p.
11. Kuznetsov V.G., Tugay Y.I., Kuchanskyy V.V. Investigation of transposition EHV transmission lines on abnormal overvoltages. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2013. № 6. P. 53–56.
12. Kuchanskyy V. Criteria of resonance overvoltages occurrence in abnormal conditions of extra high voltage transmission lines. *Naukovi pratsi Vinnyts'koho natsional'noho tekhnichnoho universytetu*. 2016. № 6. P. 51–54.
13. Kuchanskyy V. The application of controlled switching device for prevention resonance overvoltages in nonsinusoidal modes. Proc. 37th IEEE International Conference on *Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, Kiev, 19-21 April 2017, No 1. P. 394–399.
14. Sadeghkhanian I., Ketabi A., Feuillet R. Estimation of Temporary Overvoltages during Power System Restoration using Artificial Neural Network. *IEEE Trans. Power Delivery*, No. 17. P. 1121–1127.
15. Tugay Y. The resonance overvoltages in EHV network. Proc. of IEEE Sponsored IEEE Conference on *Electrical Power Quality and Utilisation*, Poland, Lodz, September 15-17, 2009. P. 14–18.

В.В. Кучанський, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

АНОРМАЛЬНІ РЕЗОНАНСНІ ПЕРЕНАПРУГИ В МАГІСТРАЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ З ДЖЕРЕЛАМИ СПОТВОРЕНЬ

Наведено нові наукові результати досліджень, спрямованих на аналіз аномальних режимів у магістральних електричних мережах для обмеження аномальних резонансних перенапруг. Досліджено умови появи резонансних процесів у разі несиметричних та несинусоїдальних джерел спотворення. Наведено теоретичні засади виникнення аномальних резонансних перенапруг при ввімкненні лінії надвисокої напруги на ненавантажений автотрансформатор та під час здійснення паузи однофазного автоматичного повторного ввімкнення. Одним із засобів підвищення надійності й ефективності електроспоживання є застосування неповнофазних режимів ліній електропередачі надвисокої напруги 750 кВ. Реалізація однофазного автоматичного повторного ввімкнення в більшості випадків супроводжується проблемою резонансних перенапруг, які можуть стати причиною повного відмикання лінії. Ці перенапруги з'являються як наслідок резонансних явищ у колі з індуктивностями шунтуючих реакторів і розподілених ємностей ліній. Розглянуто аномальні резонансні перенапруги, що виникають внаслідок підмикання автотрансформатора до електричної мережі. Встановлено, що загальні причини появи аномальних резонансних перенапруг за наявності джерела несинусоїдних спотворень полягають у певному збігові значень параметрів елементів, які відповідають умовам резонансу струмів. Визначено, що внаслідок того, що резонанс відбувається у лінійному колі з нелінійним збудженням, яким є магнітний шунт автотрансформатора, підвищення напруги може виникнути неочікувано і значною мірою залежить від початкових умов. Описано основні підходи до вивчення аномальних перенапруг резонансу та намічено напрямки подальших досліджень. Бібл. 15, рис. 5, таблиця.

Ключові слова: лінії електропередачі надвисокої напруги, аномальні резонансні перенапруги, несиметричний режим, однофазне автоматичне повторне ввімкнення, несинусоїдальний режим, холостий хід автотрансформатора.

В.В. Кучанский, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

АНОРМАЛЬНЫЕ РЕЗОНАНСНЫЕ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ В МАГИСТРАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЯХ С ИСТОЧНИКАМИ ИСКАЖЕНИЙ

Рассмотрены аномальные резонансные перенапряжения, возникающие вследствие подключения автотрансформатора к электрической сети. Приведены новые научные результаты исследований, направленных на разработку классификации отдельного типа внутренних перенапряжений в магистральных электрических сетях по источникам искажений. Исследованы условия появления резонансных процессов и рассмотрены методы по их исследованию в современных электрических сетях. При неполнофазном режиме работы в электрических сетях могут возникать при плановых и аварийных отключениях в случае применения средств противоаварийной автоматики, например, однофазное автоматическое повторное включение. Реализация цикла однофазного автоматического повторного включения в большинстве случаев сопровождается проблемой резонансных перенапряжений, которые могут стать причиной полного отключения линии. Рассмотрены аномальные резонансные перенапряжения, возникающие вследствие подключения автотрансформатора к электрической сети. Исследовано, что общие причины появления аномальных резонансных перенапряжений, при наличии источника несинусоидальных искажений, заключаются в определенном стечении значений параметров элементов, соответствующих условиям резонанса токов. Определено, что в силу того, что резонанс происходит в линейной цепи с нелинейным возбуждением, которым является магнитный шунт автотрансформатора, повышение напряжения может возникнуть неожиданно и в большой степени зависит от начальных условий. Показано, что перенапряжения данного типа являются следствием действия несинусоидальности на параметры режима и могут протекать сравнительно длительное время. Установлено, что этой характеристикой они отличаются от перенапряжений, которые возникают в результате коммутаций при нормальной схеме электрической сети без источников искажений. Описаны основные подходы к изучению ненормальных перенапряжений резонанса и намечены направления дальнейших исследований. Библ. 15, рис. 5, таблица.

Ключевые слова: линии электропередачи сверхвысокого напряжения, аномальные резонансные перенапряжения, несимметричный режим, однофазное автоматическое повторное включение, несинусоидальный режим, холостой ход автотрансформатора.

Надійшла 12.04.2018

Received 12.04.2018

УДК 621.311

ІМОВІРНІСНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНОГО КОМПЛЕКСУ У СКЛАДІ ВІТРОВОЇ ТА СОНЯЧНОЇ ЕЛЕКТРОСТАНЦІЙ**М.П. Кузнецов¹**, докт. техн. наук, **О.В. Лисенко²**, канд. техн. наук¹ – Інститут відновлюваної енергетики НАН України,
вул. Гната Хоткевича, 20-а, Київ, 02094, Україна² – Таврійський державний агротехнологічний університет,
пр. Б. Хмельницького, 18, Мелітополь, Запорізька область, 72312, Україна
e-mail: nik_ku@ukr.net, helga_vl@ukr.net

Описано методику імовірнісного моделювання сумарної потужності вітрової та сонячної електростанцій. Для розрахунку параметрів математичної моделі було використано результати статистичного аналізу вітрової та сонячної енергії. За запропонованими моделями отримано значення швидкості вітру та сонячної інсоляції, які надалі перераховано у потужність електроенергетичного комплексу. Перевірку адекватності моделі сумісної роботи сонячної та вітрової електростанцій проведено шляхом порівняння із фактичними даними, отриманими за річний інтервал часу в суміжних районах Запорізької області. Розбіжність модельованих та фактичних значень виробленої енергії становила 1,5...2,5 % у середньомісячному вимірі. Бібл. 7, рис. 2, табл. 2.

Ключові слова: математична модель, вітроелектростанція, сонячна електростанція, швидкість вітру, сонячна радіація.

На сьогодні вітрові (ВЕС) та сонячні (СЕС) електростанції є найбільш динамічно зростаючими джерелами відновлюваної енергії як за кількістю, так і за загальною встановленою потужністю. Але одним з найбільш вагомих їх недоліків залишається нестабільність генерації, що залежить від сезонних та метеорологічних факторів. Як наслідок, вони є джерелами коливань потужності тривалістю від кількох діб до кількох хвилин, що негативно впливає на роботу енергосистеми та якість електричної енергії.

Існуючі методології визначення необхідності у нових генеруючих потужностях розглядають виключно можливості застосування традиційних технологій виробництва електроенергії з добре прогнозованою потужністю. Ці методології не забезпечують можливість коректного урахування впливу впровадження ВЕС та СЕС на розвиток об'єднаної енергосистеми (ОЕС), що призводить до виникнення помилок у визначенні необхідної структури потужностей ОЕС, у тому числі резервних [1].

Математичну модель миттєвої потужності ВЕС розглянуто, зокрема, в роботі [2]. Для моделювання застосовано подання миттєвої потужності у вигляді осередненого значення для заданого сезону (трендової кривої), середньодобового значення як випадкової величини та поточних короткотермінових змін як випадкового процесу. Отже, функція миттєвої потужності $p=P(t)$ у загальному випадку матиме вигляд

$$P(t) = \omega(t) + \sigma \cdot \varepsilon + U(t), \quad (1)$$

де $\omega(t)$ – осереднена крива, що імітує традиційну зміну впродовж доби; σ – стандартне відхилення середньодобових значень; ε – стандартна нормально розподілена випадкова величина; $U(t)$ – випадковий процес, що стосується відхилень потужності від середньої на момент часу t .

Модель (1) досить непогано відображає поведінку вітру. Однак для представлення потужності ВЕС як функції швидкості вітру точнішою є модель логнормального розподілу:

$$P(t) = \exp[\omega(t) + \sigma \cdot \varepsilon + U(t)]. \quad (2)$$

У цьому випадку моделювати потрібно значення логарифма від потужності, нормованої відповідним чином.

Особливістю наведених моделей є виділення з випадкової складової окремо середньодобових значень як добре прогнозованих величин, що дає змогу зменшити ступінь невизначеності та покращити адекватність моделі. Апроксимоване середнє $\omega(t)$ та випадковий процес $U(t)$ можна визначити методами, викладеними, наприклад, у роботі [3]. Для моделювання

роботи ВЕС застосовано подання короткотермінових змін $U(t)$ як випадкового процесу типу Орнштейна-Уленбека:

$$U(t_k) = U(t_{k-1}) \cdot e^{-\beta \cdot \Delta t} + \frac{\sigma^*}{\sqrt{2\beta}} \sqrt{1 - e^{-2\beta \cdot \Delta t}} \cdot \varepsilon, \quad (3)$$

де Δt – елементарний інтервал часу, $\Delta t = t_k - t_{k-1}$; σ^* – волатильність; β – величина зносу випадкового процесу. Таке подання дає змогу використовувати елементарні інтервали часу різної тривалості залежно від наявних фактичних (статистичних) даних, що є перевагою порівняно з традиційними моделями.

Один з варіантів формул для розрахунку параметрів моделі:

$$\frac{(1 - e^{-\alpha})^2}{2(\alpha - 1 + e^{-\alpha})} = \frac{\sum X_{j+1} X_j}{\sum X_j^2}; \quad \sigma^2 = \alpha^3 [\Delta(\alpha - 1 + e^{-\alpha})]^{-1} (n-1)^{-1} \sum_i X_i^2, \quad (4)$$

де X_i – фактичні значення часового ряду даних випадкового процесу, $\alpha = \beta \cdot \Delta t$.

Моделювання безпосередньо потужності ВЕС дає змогу одразу врахувати особливості їх роботи. Однак у разі перспективного аналізу конкретний тип вітроустановок і відповідно їх енергетичні характеристики можуть бути відомі лише попередньо або обиратися за результатом аналізу. За цих умов доцільно моделювати швидкість вітру, наслідуючи характерні особливості її ймовірнісної поведінки у визначених регіонах. При цьому можливе застосування того ж математичного підходу, що й у разі моделювання потужності. Моделюються показники швидкості вітру, а потім потужність ВЕС розраховується за енергетичною характеристикою типової вітроустановки. Такий підхід є більш універсальним, оскільки дає змогу враховувати різні енергетичні характеристики конкретних генеруючих установок. Зміна швидкості вітру впродовж доби $U^{(i)}(t)$ моделюється аналогічно формулам для потужності, проте замість нормального розподілу застосовується розподіл Вейбула (чи аналогічний). Розподіл середньодобової складової вважається нормальним; насправді при значних швидкостях вітру (5 м/с і вище), характерних для висотних рівнів сучасних ВЕС, розподіл Вейбула вже майже не відрізняється від нормального. Розподіл Вейбула (інтегральна функція $F(v) = 1 - e^{-(v/B)^k}$) можна змоделювати формулою

$$v = B \cdot \sqrt[k]{-\ln x}, \quad (5)$$

де x – рівномірно розподілена на інтервалі від 0 до 1 випадкова величина, а v має розподіл Вейбула; стандартний нормальний розподіл моделюється виразом $\varepsilon = \sqrt{-2 \ln x_1} \cdot \sin(2\pi x_2)$ [4].

Оскільки відповідність реального розподілу швидкостей вітру розподілу Вейбула була попередньо перевірена, а тип вітроенергетичної установки (ВЕУ) може бути довільним, доцільно моделювати саме швидкість вітру за виразом (1). Отримані значення надалі перераховуються у потужність відповідної ВЕУ, а адекватність моделі перевіряється порівнянням з фактичними даними.

Математична модель поточного рівня сонячної радіації як випадкового процесу, змінного в часі впродовж доби, запропонована, зокрема, в роботі [5]. Модель процесу інсоляції має вигляд

$$y_i(t_j) = u_i(t_j) [1 + C_v \cdot \varepsilon(i)] + b \cdot [x(j) - 0,5] \leq Y_i(t_j), \quad (6)$$

де y_i – рівень сонячної радіації (Вт/м²) i -го сезону (місяця, дня); j – номер часового інтервалу впродовж дня (час t_j – середина j -інтервалу); $u_i(t)$ – осереднена для даної пори дня крива (математичне сподівання); C_v – коефіцієнт варіації середньодобового рівня; b – розмірний параметр (Вт/м²), що має забезпечувати визначений розмах поточних флуктуацій; $x(j)$ – рівномірно розподілена випадкова величина ($0 < x < 1$), яка задається окремо для кожного часового інтервалу.

Рівномірність розподілу поточних флуктуацій відображає факт високих (вище нормального) значень ексцесу для стрибків потужності. Для поточних флуктуацій, крім рівномірного розподілу, передбачено деяку залежність від попереднього значення та середнього рівня:

$$b = k \cdot 0,5 \cdot [u_i(t_j) + y_i(t_{j-1})], \quad (7)$$

де k – емпіричні значення, характерні для сезону та місцевості. Практично коефіцієнт k визначає варіацію набору даних стосовно певного часу доби і може бути розрахований як середнє значення цих даних, наприклад їх місячного набору. Поточне значення потужності фотоелектричної станції не може бути від’ємним і перевищувати максимально можливого для даної пори доби. Конкретні величини потужності залежать від типу фотомодуля та його орієнтування, однак знання рівня інсоляції буде достатньо для розрахунку потужності.

Для розрахунку параметрів математичної моделі розглянемо результати статистичного аналізу вітрової та сонячної енергії. Розраховані параметри математичної моделі швидкості вітру наведено в табл. 1.

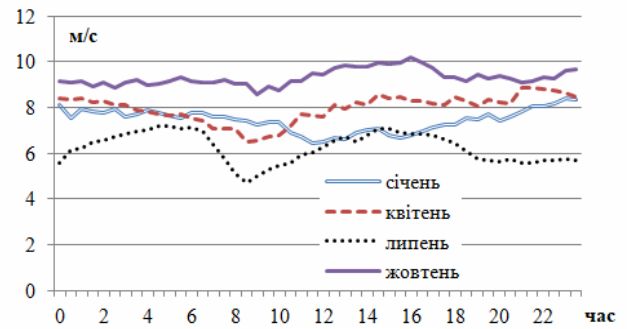


Рис. 1

Таблиця 1

Місяці року	V_{cs} , м/с	СКВ				Параметри Вейбула		Параметри моделі		
		добове	між-добове	місячне	стрибків (30 хв.)	γ	B , м/с	β , 1/с	σ^* , м/с	σ , м/с
Січень	7,44	2,34	2,55	3,46	0,99	2,26	8,40	0,2	1,8	2,0
Квітень	7,98	2,12	2,90	3,59	1,12	2,34	9,00	0,2	1,9	2,3
Липень	6,23	2,02	1,67	2,62	0,95	2,51	7,01	0,2	1,8	1,3
Жовтень	9,32	2,10	3,57	4,14	0,93	2,37	10,52	0,2	1,8	3,2

Тут значення СКВ отримано статистичною обробкою експериментальних (вимірних) даних, а параметри традиційного розподілу Вейбула та запропонованої моделі розраховано для порівняння точності різних моделей.

Параметри волатильності σ^* та зсуву β забезпечують середньодобові відхилення та розмах стрибків послідовних значень. Величина σ забезпечує міждобову мінливість; вона дещо менша міждобового СКВ, оскільки розподіл середньодобових значень наближається до рівномірного (як у випадку сонячної радіації).

Стосовно вітру можна зазначити відсутність видимого добового ходу (рис. 1), тобто надходження вітрової енергії достатньо рівномірне впродовж доби на відміну від сонячної енергії, що визначає переваги комбінування ВЕС та СЕС. Модельовані значення швидкості вітру можуть бути перераховані у потужність ВЕУ за відповідною енергетичною характеристикою, при цьому одразу можна визначати відносну потужність k_w .

Для моделювання сонячної радіації визначальними є параметри C_v та b рівняння (6), а також характерні для кожного місяця максимальна та середня інсоляції впродовж доби як функції часу. Параметри математичної моделі потужності ФМ прийняті такі: січень – $C_v = 0,78$, $b = 0,9$; квітень – $C_v = 0,34$, $b = 0,5$; липень – $C_v = 0,14$, $b = 0,3$; жовтень – $C_v = 0,56$, $b = 0,7$.

Параметри, що описують випадкову поведінку рівня інсоляції, було розраховано для розмірної величини – потужності сонячної радіації на одиницю площі. Для умов, за яких потужність фотоелектричного пристрою лінійно пов'язана з інтенсивністю радіації, безрозмірні показники варіативності в формулах (4), (6), а саме C_v та k , можуть бути застосовані і для опису потужності ФМ. Тоді як випадкова величина виступатиме не рівень інсоляції у (Вт/м^2), а відносна потужність k_s (у.о.). Відповідно середніми та максимально досяжними рівнями будуть відносні потужності. Середні (зліва) та максимальні (справа) рівні потужності фотомодуля (ФМ) у відносних одиницях для характерних місяців зображено на рис. 2.

Моделювання сумісної роботи ВЕС та СЕС як еквівалентної потужності недоцільне: тривалості дії сонячної інсоляції та вітру різняться, до того ж розділене моделювання дає

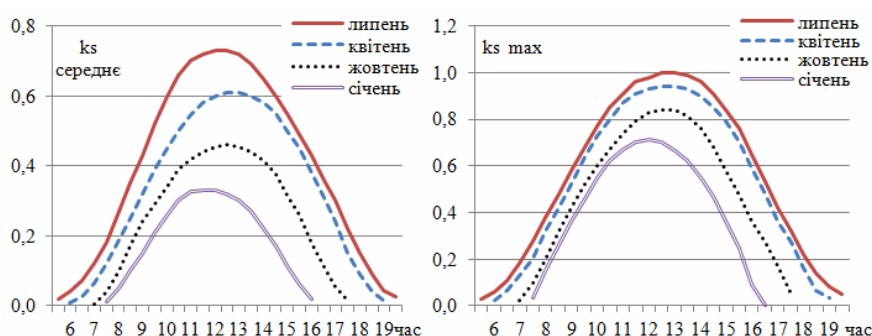


Рис. 2

зможу варіювати ваговими коефіцієнтами кожної станції, змінюючи конфігурацію генеруючої системи.

Для перевірки адекватності моделі сумісної роботи СЕС та ВЕС порівнюємо результати моделювання сумарної потужності та суміщення фактичних синхронізованих даних за

2016 рік у суміжних районах Запорізької області.

Сумарна відносна потужність комплексу «ВЕС+СЕС» прийнята рівною $\alpha_1 k_w + \alpha_2 k_s$, де α_i – вагові коефіцієнти, пропорційні номінальним потужностям відповідних станцій. Для коректності порівняння різних конфігурацій комплексу зручно прийняти $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ [6]. Результати модельованих показників сумарної потужності у відносних одиницях наведено у табл. 2. Вагові коефіцієнти ВЕС та СЕС прийнято рівними ($\alpha_1 = \alpha_2 = 0,5$).

Таблиця 2

Параметр	Січень	Квітень	Липень	Жовтень
Середня потужність	0,24	0,32	0,26	0,35
СКВ	0,18	0,21	0,20	0,21
Вироблена енергія	182	232	195	264
Максимум	0,86	0,99	0,98	0,94

Порівняння результатів розрахунку з фактичними (вимірними) показниками потужності ФМ та ВЕУ, наведеними в [7], вказує на високу збіжність результатів та підтверджує адекватність запропонованого підходу.

Модель дещо завищує показники розкиду значень для окремих днів, що може бути обумовлено більшою кількістю реалізацій випадкового процесу (1000 модельованих діб проти 30-31 фактичних). При цьому сумарна вироблена за місяць енергія за моделлю відрізняється від фактично можливої на 1,5...2,5 %. Враховуючи, що максимально досяжні стрибки потужності за одиницю часу в моделі відповідають фактичним даним, то така модель може вважатися адекватною. Це дає можливість оцінювати сумісну роботу ВЕС та СЕС, змінюючи їх вагові коефіцієнти, для пошуку оптимального співвідношення, розрахунку показників варіативності, потреб у резервних чи акумулюючих потужностях та інших необхідних параметрів роботи енергетичного комплексу.

1. Заключний звіт за договором про виконання науково-дослідної роботи № 06-4/2276-16 від 30.05.2016 р. між Державним підприємством «Національна енергетична компанія України «Укренерго» та ТОВ «Карбон Емішн Партнершип» «Визначення можливості забезпечення потреб національної економіки та суспільства у електричній енергії і потужності на середньострокову та довгострокову перспективу, з урахуванням безпеки постачання та стандартів операційної безпеки»
2. Кузнецов Н.П. Математическое моделирование работы ветровых электростанций. *Альтернативная энергетика и экология*. 2013. № 3. С. 79–83.
3. Кузнецов М.П. Методи оцінки випадкових параметрів роботи енергосистем з інтегрованими вітровими електростанціями. *Відновлювана енергетика*. 2014. № 1. С. 59–64.
4. Моделирование случайных величин: Метод. указания / Сост. Н.Ю. Кропачева, А.С. Тихомиров. Великий Новгород: НовГУ им. Ярослава Мудрого, 2004. 47 с.
5. Кузнецов М.М. Моделирование совместной работы ветровой та сонячної електростанцій. *Відновлювана енергетика*. 2016. № 1. С. 12–16.
6. Лисенко О.В., Назаренко І.П. Статистичний аналіз потенціалу спільної роботи вітрової та сонячної електростанцій. *Вісник ХНТУСГ ім. Петра Василенка «Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України»*. 2017. Вип. 186. С. 21–22.

7. Лисенко О.В. Статистичний аналіз сумарної дії вітрової та сонячної енергії. *Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference "Topical Problems of Modern Science"*. November 18, 2017, Warsaw, Poland. Vol. 1. С. 6–11.

УДК 621.311

Н.П. Кузнецов¹, докт. техн. наук, **О.В. Лысенко²**, канд. техн. наук

¹ – Інститут возобновляемой энергетики НАН Украины,

ул. Гната Хоткевича, 20-а, Киев, 02094, Украина

² – Таврический государственный агротехнологический университет,
пр. Б. Хмельницкого, 18, Мелитополь, Запорожская область, 72312, Украина

ВЕРОЯТНОСТНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МОЩНОСТИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО КОМПЛЕКСА В СОСТАВЕ ВЕТРОВЫХ И СОЛНЕЧНЫХ ЭЛЕКТРОСТАНЦИЙ

Описана предложенная методика вероятностного моделирования суммарной мощности ветровой и солнечной электростанций. Для расчета параметров математической модели были использованы результаты статистического анализа ветровой и солнечной энергии. По предложенным моделям получены значения скорости ветра и солнечной инсоляции, которые в дальнейшем были пересчитаны в мощность электроэнергетического комплекса. Проверка адекватности модели совместной работы солнечной и ветровой электростанций проведена путем сравнения с фактическими данными, полученными за годовой интервал времени в смежных районах Запорожской области. Расхождение смоделированных и фактических значений произведенной энергии составляло 1,5...2,5 % в среднемесечном измерении. Библ. 7, рис. 2, табл. 2.

Ключевые слова: математическая модель, ветроэлектростанция, солнечная электростанция, скорость ветра, солнечная радиация.

M.P. Kuznetsov¹, O.V. Lysenko²

¹ – Institute of Renewable Energy, National Academy of Sciences of Ukraine,

Hnat Hotkevich, 20-a, Kyiv, 02094, Ukraine

² – Tavriya State Agrotechnological University,

B. Khmelnytskogo, 18, Melitopol, Zaporozhye region, 72312, Ukraine

PROBABILISTIC POWER MODELING OF THE ELECTRIC POWER COMPLEX IN THE WIND AND SOLAR POWER STATIONS COMPOSITION

The proposed method of wind and solar power plants the total power probabilistic simulation is described. The results of static analysis of wind and solar energy were used for calculating the mathematical model parameters. According to the proposed models, the values of wind speed and solar insolation were obtained, which were subsequently recalculated into the power of the electric power complex. The verification of the model adequacy of solar and wind power plants joint operation was carried out by comparison with the actual data obtained at the annual time interval in adjacent areas of the Zaporizhzhya region. The difference between the simulated and actual values of the produced energy was 1.5-2.5% in the average monthly measurement. References 7, figures 2, tables 2.

Key words: mathematical model, wind power station, solar power station, wind speed, solar radiation.

1. Final report on the implementation of research work No. 06-4 / 2276-16 dated May 30, 2016 between the State Enterprise "National Energy Company of Ukraine "Ukrenergo" and "Carbon Emissions Partnership" LLC "Determination the national economy and society meeting needs possibility in electric power and power in the medium and long term, considering supply safety and operational safety standards".
2. Kuznetsov N.P. Mathematical simulation of wind power plants work. *Al'ternativnaya energetika i ekologiya*. 2013. № 3. P. 79–83. (Rus)
3. Kuznetsov N.P. Methods of power systems operation random parameters estimation with integrated wind power plants. *Vidnovlyuvana enerhetyka*. 2014. № 1. P. 59–64. (Ukr)
4. Modeling of random variables: Method. instructions / N.Yu. Kropacheva, A.S. Tikhomirov. Veliky Novgorod: NovSU, 2004. 47 p. (Rus)
5. Kuznetsov N.P. Simulation of wind and solar power plants joint work. *Vidnovlyuvana enerhetyka*. 2016. № 1. P. 12–16 (Ukr)
6. Lysenko O.V., Nazarenko I.P. Statistical analysis of wind and solar power plants joint work potential. *Visnyk KHNTUS-H im. Petra Vasylenka «Problemy enerhozabezpechennya ta enerhozberezhennya v APK Ukrayiny»*. Kharkiv: KhNTUA. 2017. Vol. 186. P. 21–22 (Ukr)
7. Lysenko O.V. Statistical analysis of the total action of wind and solar energy. *Proceedings of the II International Scientific and Practical Conference "Topical Problems of Modern Science"*. November 18, 2017, Warsaw, Poland. Vol. 1. P. 6–11 (Ukr)

Надійшла 02.03.2018

Received 02.03.2018

УДК 621.311:621.315

ЗМЕНШЕННЯ ВТРАТ АКТИВНОЇ ПОТУЖНОСТІ В ГРОЗОЗАХИСНОМУ ТРОСІ ДВОКОЛОВОЇ ПОВІТРЯНОЇ ЛІНІЇ ЕЛЕКТРОПЕРЕДАЧІ ШЛЯХОМ ЗМІНИ РОЗТАШУВАННЯ ЇЇ ФАЗ

А.В. Красножон¹, канд. техн. наук, **І.В. Пентегов²**, докт. техн. наук, **О.В. Красножон³**, інж., **З.О. Тимошенко⁴**, інж.

1, 3 – Чернігівський національний технологічний університет,
вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035, Україна,

e-mail: krasnozhon08@gmail.com, o.krasnozhon@inel.stu.cn.ua,

2 – Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,
вул. Боженка, 11, Київ, 03150, Україна,

e-mail: magn@i.com.ua,

4 – ПАТ «Чернігівобленерго»,

вул. Гонча, 40, Чернігів, 14000, Україна,

e-mail: zarya12345@gmail.com.

Запропоновано маловитратний метод зменшення втрат активної потужності в грозозахисних тросах двоколових повітряних ЛЕП традиційної конструкції, суть якого полягає у зміні просторового розташування фаз різних кіл двоколової ЛЕП. На прикладі двоколової ЛЕП напругою 330 кВ показано, що запропонований метод дає змогу досягти значного зменшення втрат у тросі та підвищення ефективності передачі електричної енергії. Розглянута проблема є актуальною як у разі спорудження нових повітряних ЛЕП, так і у разі модернізації існуючих. Бібл. 6, рис. 3.

Ключові слова: повітряна ЛЕП, грозозахисний трос, магнітна індукція, магнітний потік, наведений струм, втрати потужності.

Вступ. В Україні набирає обертів процес модернізації повітряних ЛЕП, у ході якого сталеві грозозахисні троси (ГЗТ), що захищають фазні провідники ЛЕП від прямих ударів блискавки, замінюють на ГЗТ з вбудованим оптоволоконним кабелем. Згідно з правилами улаштування електроустановок (ПУЕ) [1], такі ГЗТ з'єднують з кожною опорою ЛЕП, яка у свою чергу є заземленою. За такої умови в ГЗТ модернізованих ЛЕП будуть виникати певні втрати потужності, спричинені струмом, який постійно протікатиме по ГЗТ у нормальному режимі роботи ЛЕП. Причиною появи струму в ГЗТ є напруга, наведена на ГЗТ магнітним потоком, створеним фазними провідниками ЛЕП. У роботах [2, 3] показано, що ці втрати можуть бути значними, але розглядалися лише одноколові повітряні ЛЕП, разом з тим значний відсоток повітряних ЛЕП в Україні – це двоколові ЛЕП, втрати в ГЗТ яких є ще більшими.

Метою цієї статті є створення маловитратного методу зменшення втрат в ГЗТ двоколових повітряних ЛЕП.

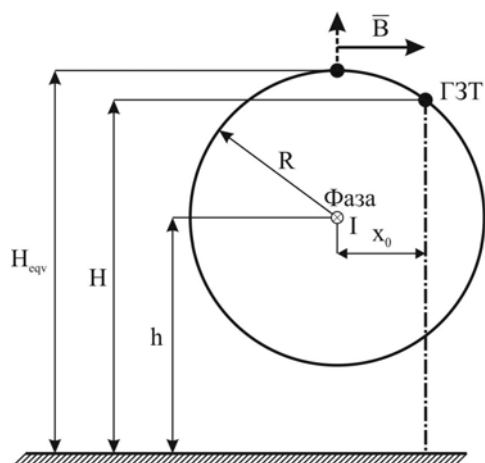


Рис. 1

Основні матеріали дослідження. Розрахунок втрат в ГЗТ повітряної ЛЕП необхідно розпочати зі знаходження зчепленого з ГЗТ магнітного потоку від кожної з фаз ЛЕП. На рис. 1 показано одну з фаз ЛЕП з деяким струмом I , ГЗТ, а також зчеплену з ГЗТ силову лінію магнітного поля фазного провідника ЛЕП. На рисунку також позначено висоту підвісу ГЗТ H , висоту підвісу фазного провідника h , радіус R зчепленої з ГЗТ силовій лінії магнітного поля однієї фази ЛЕП, відстань H_{eqv} від землі до найвищої точки зчепленої з ГЗТ силовій лінії, а також відстань x_0 між фазою та ГЗТ за горизонталлю.

Магнітну індукцію від струму фазного провідника ЛЕП знаходимо за формулою

$$B(r, h, I) = \frac{\mu_0 \cdot I}{2\pi} \cdot \frac{1}{r}, \quad (1)$$

де r – відстань від центра фазного провідника до точки, де розраховується індукція; I – діюче значення струму фази.

Слід зазначити, що для розрахунків застосовано циліндричну систему координат, початок якої співпадає з центром фазного провідника ЛЕП. Радіус зчепленої з ГЗТ силової лінії визначаємо з такої формули:

$$R(H, h, x_0) = \sqrt{(H - h)^2 + x_0^2}. \quad (2)$$

Зчеплений з ГЗТ магнітний потік від струму однієї фази ЛЕП доцільно визначати за шляхом, який розпочинається у найвищій точці зчепленої з ГЗТ силової лінії та спрямований перпендикулярно поверхні землі.

Очевидно, що цей магнітний потік знаходимо з виразу

$$\Phi_f(h, H, I, x_0) = l \cdot \int_{R(H, h, x_0)}^{\infty} B(r, h, I) \cdot dr, \quad (3)$$

де l – довжина ЛЕП.

Надалі розрахунок доцільно проводити символічним методом. Діюче значення зчепленого з ГЗТ сумарного магнітного потоку від фазних провідників першого кола ЛЕП знаходимо за формулою

$$\dot{\Phi}_1(I_1) = \Phi_f(h_1, H, x_{01}, I_1) \cdot e^{j \cdot 0} + \Phi_f(h_2, H, x_{02}, I_1) \cdot e^{-j \cdot \frac{2}{3} \cdot \pi} + \Phi_f(h_3, H, x_{03}, I_1) \cdot e^{j \cdot \frac{2}{3} \cdot \pi}, \quad (4)$$

де h_1, h_2, h_3 – висота підвішування фазних провідників першого кола ЛЕП (1...3); H – висота підвішування ГЗТ; x_{01}, x_{02}, x_{03} – відстані між фазами та ГЗТ за горизонталлю; I_1 – діюче значення струму фази першого кола ЛЕП.

У формулі (4) враховано зсув у часі між струмами фазних провідників ЛЕП. Аналогічно можна знайти зчеплений з ГЗТ магнітний потік від фазних провідників другого кола ЛЕП:

$$\dot{\Phi}_2(I_2) = \Phi_f(h_4, H, x_{04}, I_2) \cdot e^{j \cdot 0} + \Phi_f(h_5, H, x_{05}, I_2) \cdot e^{-j \cdot \frac{2}{3} \cdot \pi} + \Phi_f(h_6, H, x_{06}, I_2) \cdot e^{j \cdot \frac{2}{3} \cdot \pi}, \quad (5)$$

де h_4, h_5, h_6 – висота підвішування фазних провідників другого кола ЛЕП (4...6); x_{04}, x_{05}, x_{06} – відстані між фазами та ГЗТ за горизонталлю; I_2 – діюче значення струму фази другого кола ЛЕП.

Індуктивність ГЗТ знаходимо за формулою [4]

$$L_{ГЗТ} = \frac{l \cdot \mu_0}{2\pi} \cdot \left(\ln \left(\frac{2 \cdot (H + h_k)}{d} \right) + \frac{1}{4} \right), \quad (6)$$

де d – діаметр ГЗТ; h_k – глибина повернення струму ГЗТ в землі за Карсоном, яку зазвичай приймають рівною 1000 м.

Комплексне діюче значення зчепленого з ГЗТ сумарного магнітного потоку дорівнює

$$\dot{\Phi} \Sigma(I_1, I_2, I_{ГЗТ}, \psi) = \dot{\Phi}_1(I_1) + \dot{\Phi}_2(I_2) - L_{ГЗТ} \cdot I_{ГЗТ} \cdot e^{j \cdot \psi}, \quad (7)$$

де $I_{ГЗТ}$ – діюче значення струму у ГЗТ; ψ – початкова фаза струму ГЗТ.

У формулі (7) остання складова враховує магнітний потік від струму самого ГЗТ.

Знаючи магнітний потік, можемо розрахувати наведену на ГЗТ напругу:

$$\dot{U}_{ГЗТ}(I_1, I_2, I_{ГЗТ}, \psi) = j \cdot \omega \cdot \dot{\Phi} \Sigma(I_1, I_2, I_{ГЗТ}, \psi). \quad (8)$$

Повний комплексний опір ГЗТ дорівнює

$$Z_{ГЗТ} = R_{ГЗТ} + j \cdot X_{ГЗТ}, \quad (9)$$

де $R_{ГЗТ}$, $X_{ГЗТ}$ – активний та індуктивний опори ГЗТ відповідно.

Для знаходження струму ГЗТ застосуємо закон Ома:

$$I_{ГЗТ} \cdot e^{j \cdot \psi} = \frac{\dot{U}_{ГЗТ}(I_1, I_2, I_{ГЗТ}, \psi)}{Z_{ГЗТ}}. \quad (10)$$

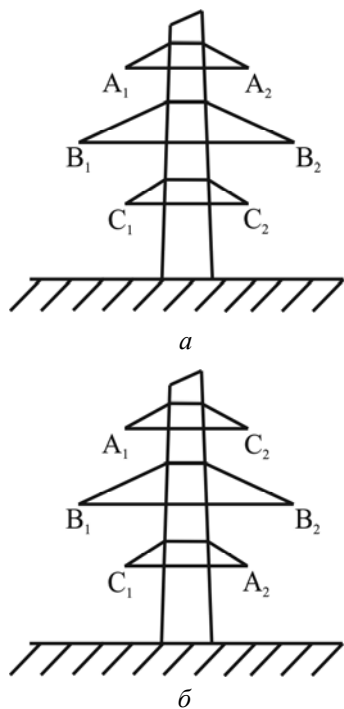


Рис. 2

Якщо розв'язати рівняння (10), то можна знайти діюче значення струму ГЗТ $I_{ГЗТ}$, яке буде залежати від діючих значень струмів фаз різних кіл ЛЕП та від взаємного розташування фаз на опорі двоколової ЛЕП.

Втрати потужності в ГЗТ двоколової ЛЕП знаходимо за формулою

$$P_{ГЗТ} = I_{ГЗТ}^2 \cdot R_{ГЗТ}. \quad (11)$$

Використовуючи формули (1)...(11) для ЛЕП напругою 330 кВ довжиною 300 км, яка виконана на опорах типу ПС330-6 з ГЗТ марки OPGW-49-A20SA при діючому значенні струмів фаз обох кіл ЛЕП $I_1 = I_2 = 800$ А, отримаємо втрати в ГЗТ 459,5 кВт при діючому значенні струму ГЗТ 30,7 А. Слід зазначити, що втрати є досить значними, а розрахунок було проведено для типового порядку розташування фаз двоколової ЛЕП, показаного на рис. 2 а.

У подальшому розташування фаз першого кола ЛЕП було незмінним, при цьому розраховано втрати для всіх можливих комбінацій розташування фаз другого кола ЛЕП. У результаті з'ясовано, що найменші втрати в ГЗТ 27,7 кВт у разі струму ГЗТ 7,5 А забезпечує розташування фаз, показане на рис. 2 б. Очевидно, що воно є найбільш енергоефективним з точки зору зменшення

втрат в ГЗТ. Також слід зазначити, що порівняно з традиційним розташуванням фаз, втрати стають у 16,5 разу меншими.

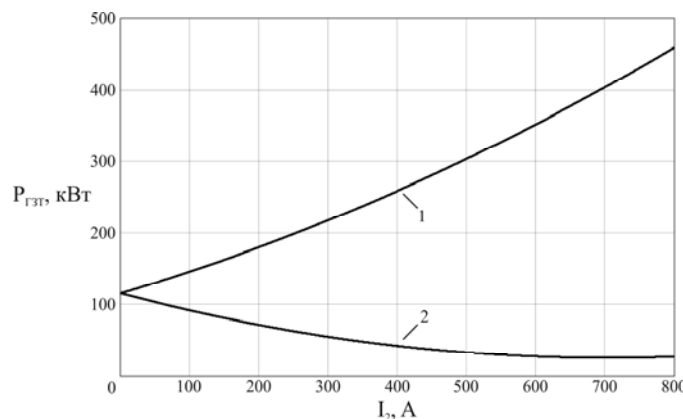


Рис. 3

На практиці струми фаз різних кіл ЛЕП рідко бувають однаковими, тому було проведено дослідження залежності втрат потужності в ГЗТ $P_{ГЗТ}$ від величини діючого значення струму фази другого кола ЛЕП I_2 у разі незмінного значення струму фази першого кола ЛЕП $I_1 = 800$ А. Результати такого дослідження показано на рис. 3. Крива 1 відповідає типовому розташуванню фаз обох кіл ЛЕП, а крива 2 – найбільш енергоефективному взаємному розташуванню фаз. Очевидно, що у разі будь-якого струму другого кола в

межах від 0 до I_1 варіант 2 забезпечує суттєво менші втрати в ГЗТ.

Запропонований метод зменшення втрат у ГЗТ не вимагає значних витрат на впровадження, оскільки для його практичної реалізації достатньо змінити розташування фаз другого кола на порталі підстанції, з якої виходить двоколова ЛЕП. Також слід зазначити, що найбільш енергоефективне розташування фаз забезпечує і значно менший рівень магнітного поля на висоті 1,8 м від поверхні землі [5], яке може впливати на людей та об'єкти, розташовані поблизу ЛЕП [6].

Висновки. Запропоновано маловитратний метод зменшення втрат потужності в ГЗТ двоколових повітряних ЛЕП та доведено його ефективність.

1. Правила улаштування електроустановок. Видання офіційне. Міненерговугілля України. Харків: Форт, 2017. 760 с.
2. Красножон А.В. Оцінювання втрат активної потужності в грозозахисному тросі повітряних ліній електропередавання. *Вісник Вінницького політехнічного інституту*. 2015. № 6(123). С. 52–56.
3. Красножон А.В., Буйний Р.О., Пентегов І.В. Розрахунок втрат активної потужності в грозозахисному тросі повітряних ліній електропередачі. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 23–25.

4. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. Т.2 Москва-Ленинград: Энергия, 1967. 407 с.
5. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пелевин Д.Е., Пилюгина О.Ю. Магнитное поле линий электропередачи и методы его снижения до безопасного уровня. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 2. С. 3–9.
6. Щерба А.А., Резинкина М.М. Электромагнитные поля и их воздействие на объекты. Киев: Наукова думка, 2009. 191 с.

УДК 621.311:621.315

А.В. Красножон¹, канд. техн. наук, **И.В. Пентегов²**, докт. техн. наук, **А.В. Красножон³**, инж., **З.О. Тимошенко⁴**, инж.

1, 3 – Черниговский национальный технологический университет,

ул. Шевченко, 95, Чернигов, 14035, Украина,

2 – Институт электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины,

ул. Боженко, 11, Киев, 03150, Украина,

4 – ПАО «Черниговоблэнерго»,

ул. Гончая, 40, Чернигов, 14000, Украина

УМЕНЬШЕНИЕ ПОТЕРЬ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В ГРОЗОЗАЩИТНОМ ТРОСЕ ДВУХЦЕПНОЙ ВОЗДУШНОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ ПУТЁМ ИЗМЕНЕНИЯ РАСПОЛОЖЕНИЯ ЕЁ ФАЗ

Предложен малозатратный метод уменьшения потерь активной мощности в грозозащитных тросах двухцепных воздушных ЛЭП традиционной конструкции, суть которого заключается в изменении пространственного расположения фаз разных цепей двухцепной ЛЭП. На примере двухцепной ЛЭП напряжением 330 кВ показано, что предложенный метод позволяет достичь значительного уменьшения потерь в тросе и увеличения эффективности передачи электрической энергии. Рассмотренная проблема является актуальной как при построении новых воздушных ЛЭП, так и при модернизации существующих. Библи. 6, рис. 3.

Ключевые слова: воздушная ЛЭП, грозозащитный трос, магнитная индукция, магнитный поток, наведенный ток, потери мощности.

A.V. Krasnozhon¹, I.V. Pentegov², O.V. Krasnozhon³, Z.O. Tymoshenko⁴

1, 3 – Chernihiv National University of Technology,

str. Shevchenka, 95, Chernihiv, 14035, Ukraine,

2 – The E.O. Paton Electric Welding Institute of the National Academy of Sciences of Ukraine,

str. Bozhenka, 11, Kyiv, 03150, Ukraine,

4 – JSC «Chernihivoblenergo»,

str. Goncha, 40, Chernihiv, 14000, Ukraine

DECREASE OF ACTIVE POWER LOSSES IN THE GROUNDING WIRE OF DOUBLE-CIRCUIT OVERHEAD POWER LINE BY CHANGING THE LOCATION OF ITS PHASES

A low-cost method is proposed for reducing active power losses in grounding wires of double-circuit overhead power lines of traditional design, the essence of which is to change the spatial arrangement of the phases of different circuits of a double-circuit power line. Using the example of a double-circuit power line with a voltage of 330 kV, it is shown that the proposed method allows to achieve a significant reduction in losses in the wire and increase the efficiency of electric power transmission. The problem considered is topical, both in case of construction of new overhead power lines and in case of modernization of existing ones. References 6, figures 3.

Key words: overhead power line, grounding wire, magnetic induction, magnetic flux, induced current, power losses.

1. Rules of Electrical Installation Arrangement. Official edition. Mienergovugillya of Ukraine. Kharkiv: Fort, 2017. 760 p. (Ukr)
2. Krasnozhon A.V. Evaluation of active power losses in grounding wire of overhead power lines. *Visnyk Vinnytskogo politechnichnogo institutu*. 2015. № 6(123). P. 52–56. (Ukr)
3. Krasnozhon A.V., Buinyi R.O., Pentegov I.V. Calculation of active power losses in the grounding wire of overhead power lines. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2016. № 4. P. 23–25. (Ukr)
4. Neiman L.R., Demyrchian K.S. Theoretical Foundations of Electrical Engineering. Vol.2. Moskva-Leningrad: Energiia, 1967. 407 p. (Rus)
5. Rozov V.Yu., Reutskyi S.Yu., Pelevin D.Ye., Pyliugina O.Yu. The magnetic field of power transmission lines and methods of its mitigation to a safe level. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2013. № 2. P. 3–9. (Rus)
6. Scherba A.A., Rezinkina M.M. Electromagnetic fields and their effect on the objects. Kyiv: Naukova dumka, 2009. 191 p. (Rus)

Надійшла 02.03.2018

Received 02.03.2018

DETERMINATION OF THREE-PHASE VOLTAGE S UNBALANCE WITH THE USE OF ANALOG-DIGITAL CONVERTORS OF ITS INSTANTANEOUS VALUES AND MATHEMATICAL TREATMENT OF THE GOT CODES

D.K. Makov*, A.I. Antonjuk**

National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
pr. Peremohy, 37, Kyiv, 03056, Ukraine
makodk47@gmail.com

Appearance of the asymmetrical, impulsive and stochastic loadings, store inter capacitors and semiconductor modulators in three-phase networks (3phn) substantially worsens their indexes of electric power quality, in particular such static and dynamic indexes, as voltage unbalance, speed and size of its change. Development of analog-digital measuring devices for determination of unbalance of three-phase voltage of fundamental frequency is an complicated problem, as analog blocks and analog-to-digital converters of the phase channels must be realized with identical parameters. For decreasing the parameters dispersion error of phase channels it is being suggested to measure phase voltages instantaneous' values at the output (a, b, c) clamps of the phase channels simultaneously during a period (20 ms) and to memorize it. Farther the input (A, B, C) and output (a, b, c) clamps of the phase cannels are being switched "on a ring" with a phase step of 120° . All the operations mentioned above are being executed three times. Thus a vector error caused by dispersion of parameters of the phase channels of measuring device is also being revolved with a phase step of 120° , and the vectors of the negative voltage sequence (NVS) of the fundamental frequency (NVSFF) of the 3phn are not being revolved. Therefore the next adding of the proper instantaneous values of different three tacts selects the instantaneous values of triple NVSFF of the 3phn without the parameters dispersion error of phase channels. References 12, figures 3.

Key words: three-phase voltage, direct and negative voltage sequence, electric power quality

Using of non-symmetrical semiconductor current modulators [1, 2] and discharging pulse generators [3] having linear and non-linear store capacitors [4, 5], non-linear and stochastic loads [6, 7] and forced limiting of electric current duration [8] considerably worsens indexes of electric energy quality in three-phase mains. Therefore the problem of correct measuring indexes mentioned above, and, in particular, improving of voltages unbalance and the speed of their changing is the urgent and actual one.

The unbalance of mains voltages is being defined by the root-mean square value of the negative voltage sequence (NVS) of the fundamental frequency (NVSFF) and is a random value [9]. Working out of analog-digital measuring system of three-phase voltage's unbalance is a quite complicated task, as it is necessary to have analog units of phase channels with identical parameters. An analog unit of each channel must provide a galvanic isolation, scaling and filtering of low frequencies before analog-digital conversion, the error caused by parameters dispersion of each channel adding to the error caused by measuring of voltage unbalance; usually the total absolute error of each channel must not exceed 0.1 %. For decreasing this shortage of measuring system of electric energy quality it is suggested in this paper to use the analogue-to-digital conversion of instantaneous values of phase voltages in the three-phase mains with following mathematical treatment of obtained codes [10]. This approach is enough universal, because it allows to measure all the current static indexes of electric energy's quality of every period of the fundamental frequency as well as dynamic indexes of the above mentioned quality with necessary accuracy [11].

For measuring the NSV it is necessary to complete two linear procedures – extracting sought symmetrical three-phase voltage system and extracting voltage of the fundamental frequency. As a consequence of the linearity of these procedures the first one to be completed may be any of them. Traditionally the extracting of fundamental frequency's phase voltages is being completed after the analog-to-digital conversion followed by enough complicated calculation of the three-phase voltage symmetric component. After extracting of phase voltages of the fundamental frequency these voltages contain a non-informative dominant positive voltage sequence (PVS) of the same frequency, which exceeds the NVS 25 to 50 times, and it is necessary to process obtained codes in digital devices having a big word memory. These indirect methods of NVS measuring are being characterized by insufficient accuracy.

Therefore the attraction should be toward the method [2, 3] using at the beginning of processing the analog-to-digital conversion of phase voltages into instantaneous values which are then being memorized. After that codes of instantaneous values of NVSFF and three-phase voltages higher harmonics are being extracted. It is obtained by suppressing of non-informative dominant PVS of the fundamental frequency and majority of higher harmonics. Then codes of the fundamental frequency's NVS are being selected. But under measuring of the NVS with the aim of any method considerable demands to the identity of phase channels' parameters remain. And under the wide scatter of these parameters it is necessary to correct the error caused a scatter.

The aim of this paper is analysis of equations describing conversion characteristics of NVSFF meters and working out correction of dominant errors under NVS measurement. The emphasis is on the correction of errors caused by parameters dispersion of phase channels.

Each of the three channels of the NVS meter contains connected in series analog input units: an analog switching unit (ASU1..3), a galvanic decoupling circuit (GDC1..3), a scale conversion circuit (SCC1..3), a low-pass filter (LPF1..3) for decreasing of possible error caused by time sampling and an analog-to-digital converter (ADC1..3), a digital switch (DS4..6). Such three-phase units [12] are reasonable to be considered together as a linear six-terminal network with three inputs and three outputs. In general case a non-symmetrical three-phase voltage of fundamental frequency is applied to input contacts a, b, c of the three-phase unit having parameters dispersion; this three-

phase voltage can be introduced as the sum of a PVS symmetrical system – $\dot{U}_{1(1)} \begin{pmatrix} 1 \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} = \dot{U}_{1(1)}(a+)$

and a NVS one – $\dot{U}_{2(1)} \begin{pmatrix} 1 \\ a \\ a^2 \end{pmatrix} = \dot{U}_{2(1)}(a-)$ of the fundamental frequency, $a = \exp(j 2\pi / 3)$, $j = \sqrt{-1}$. Us-

ing the principle of superposition (as the circuit which is to be considered is the linear one), the expression for the output voltage of such a three-phase unit one can write that

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_{a\Sigma} \\ \dot{U}_{b\Sigma} \\ \dot{U}_{c\Sigma} \end{pmatrix} = (\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T = \dot{\alpha}_{\Sigma} \dot{U}_{1(1)}(a+) + \dot{\beta}_{\Sigma} \dot{U}_{2(1)}(a-) + [\dot{\gamma}'_{\Sigma} \dot{U}_{2(1)}(a+) + \dot{\gamma}_{\Sigma} \dot{U}_{1(1)}(a-)], \quad (1)$$

where; $\dot{\alpha}_{\Sigma}, \dot{\beta}_{\Sigma}$ are transfer factors of PVS $\dot{U}_{1(1)}(a+)$ and, accordingly, NVS $\dot{U}_{2(1)}(a-)$, $|\dot{\alpha}| \ll 1$, $|\dot{\beta}| \approx 1$, $\dot{\gamma}_{\Sigma}, \dot{\gamma}'_{\Sigma}$ – conversion factors of PVS $\dot{U}_{1(1)}(a+)$ and NVS $\dot{U}_{2(1)}(a-)$ by the three-phase unit into, accordingly, NVS $\dot{\gamma}_{\Sigma} \dot{U}_{1(1)}(a-)$ and PVS $\dot{\gamma}'_{\Sigma} \dot{U}_{2(1)}(a+)$, $|\dot{\gamma}_{\Sigma}| \approx |\dot{\gamma}'_{\Sigma}| \ll 1$, $|\dot{U}_{1(1)}| \gg |\dot{U}_{2(1)}|$.

Coefficients $\dot{\gamma}_{\Sigma}, \dot{\gamma}'_{\Sigma}$ characterize the size of phase channels dispersion. It is the latter that is the reason of the opposite sequence of symmetric system's voltages appearance. And the value of the said dispersion sets the value of the opposite voltage. The total vector error due to the phase voltages dispersion is given in (1) in square brackets.

The hardest demands to this dispersion appear under NVS measurements, that is why we will describe this case more detailed. The first item in (1) shows the effect of the PVS changing ($1/|\dot{\alpha}_{\Sigma}|$ times), and the second one – changing of NVS ($1/|\dot{\beta}_{\Sigma}|$ times). Only the second item $\dot{\beta}_{\Sigma} \dot{U}_{2(1)}(a-)$ in (1) is proportional to the measured NSV. The second item $\dot{\gamma}_{\Sigma} \dot{U}_{1(1)}$ in square brackets makes the most contribution to the error caused by parameters dispersion; it can be modulo commensurable or even bigger than the second and the only informative item in (1). This part of the error has the same frequency and phase sequence as the voltage to be measured, and it is hard to separate the said part and to reduce its influence on the result. And it is necessary to reduce by all means the error caused by parameters dispersion in phase channels.

Below the correction method of the error caused by the above mentioned dispersion is suggested. According to this method instantaneous values of three phase voltages are being measured during three periods of the fundamental frequency's voltage (the first three steps).

1st step. Phase voltages u_A , u_B and u_C are being accordingly applied to phase inputs a, b, c through analog switching units ASU1..3 of galvanic decoupling circuits GDC 1..3 during the first period. Instantaneous values of voltages from outputs A, B and C of according analog-digital converters ADC1..3 through digital switches DS4..6 are being written respectively into memory registers RA, RB and RC. The measurement result is (Fig 1):

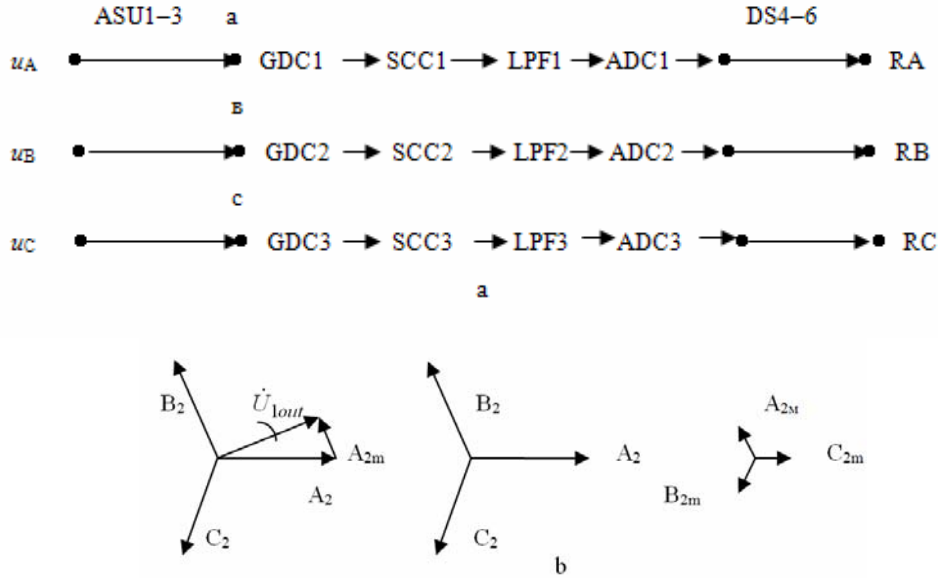


Fig. 1

$$\dot{U}_{1out} = (\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T \dot{U}_1 = \dot{a}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a+) + \dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-) + [\dot{\gamma}'_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a+) + \dot{\gamma}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a-)] \approx \dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-) + \dot{\gamma}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a-).$$

2nd step. Phase voltages u_C , u_A and u_B are being accordingly applied to phase inputs a, b, c through analog switching units ASU1..3 of galvanic decoupling circuits GDC 1..3 during the second period. Instantaneous values of voltages from outputs A, B and C of according analog-digital converters ADC1..3 through digital switches DS4..6 are being written respectively into memory registers RC, RA and RB. The measurement result is (Fig 2):

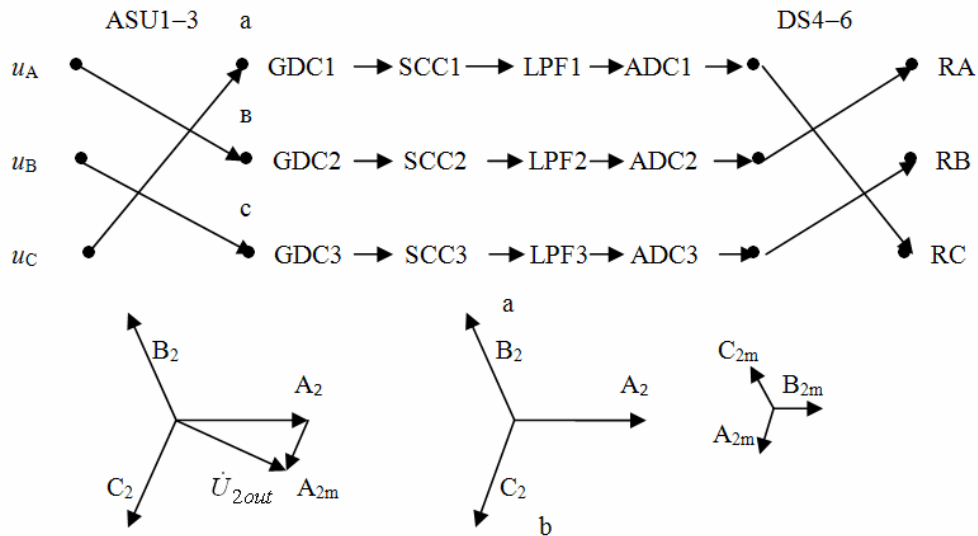
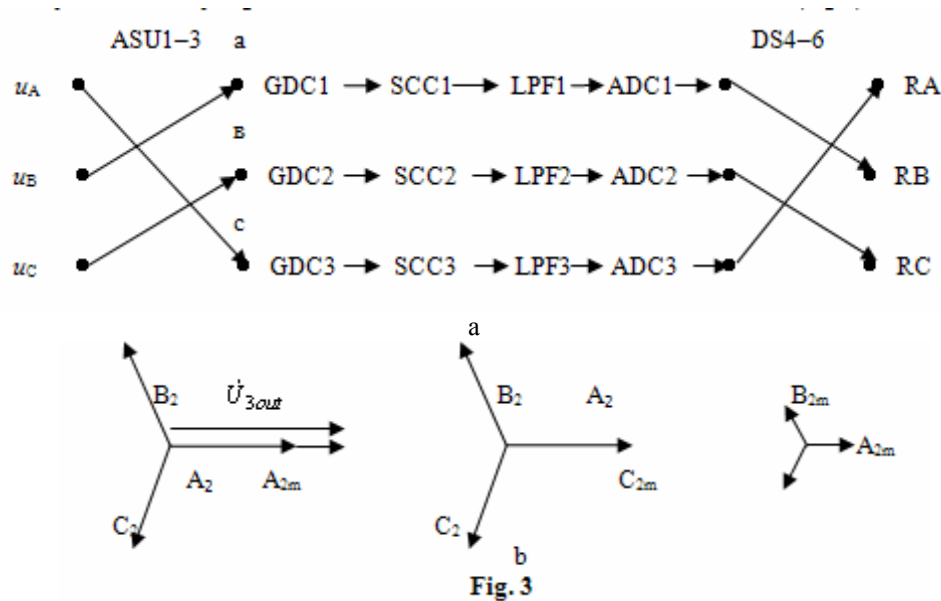


Fig. 2

$$(\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T \dot{U}_2 = \dot{a}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a+) + \dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-) + a[\dot{\gamma}'_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a+) + \dot{\gamma}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a-)] \approx \dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-) + a\dot{\gamma}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a-).$$

Such kind of phase channels commutation gives the circle's rotation of the vector error (with the step of 120°) caused by parameters dispersion of phase channels. At that vectors of mains NVSFF do not rotate.

3rd step. Phase voltages u_B , u_C and u_A are being accordingly applied to phase inputs a, b, c through analog switching units ASU1..3 of galvanic decoupling circuits GDC 1..3 during the third period. Instantaneous values of voltages from outputs B, C and A of according analog-digital converters ADC1..3 through digital switches DS4..6 are being written respectively into memory registers RB, RC and RA. The measurement result is (Fig 3):



$$(\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T_3 = \dot{a}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a+) + \dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-) + a^2 [\dot{\gamma}'_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a+) + \dot{\gamma}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a-)] \approx \dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-) + a^2 \dot{\gamma}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a-).$$

4th step. Every three instantaneous values of according time samples which are accumulated in registers RA, RB and RC during three previous steps are being accordingly added. Results of this adding are respectively stored in memory register $R\Sigma$:

For single phase voltage: $\dot{U}_{1out} + \dot{U}_{2out} + \dot{U}_{3out} = 3\dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}$ and for three phase voltage:

$$(\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T_\Sigma = (\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T_1 + (\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T_2 + (\dot{U}_{a\Sigma} \quad \dot{U}_{b\Sigma} \quad \dot{U}_{c\Sigma})^T_3 = 3(\dot{a}_\Sigma \dot{U}_{1(1)}(a+) + \dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-)) \approx 3\dot{b}_\Sigma \dot{U}_{2(1)}(a-).$$

5th step. Then the NVSFF is being extracted.

Symmetric voltages of the opposite sequence comparing with the sequence of voltages which are applied to units' inputs also are being appeared at outputs of this measurer.

Conclusion. The obtained result contains the triple value of the sought NVS, and the error caused by parameters dispersion of phase channels completely disappears.

This voltage is being defined by the appropriate conversion factor and characterizes the dispersion value of meter's parameters. It is this component that can produce the one which will be dominant or commensurable with the sought NVSFF. Therefore it is necessary to complete additional correction of this error for increasing of accuracy's measurement of the NVSFF.

In the case of absence of additional correcting the influence of the above described error can be insufferable big. For example, under measuring of the unbalance coefficient in the limits of 2...5 % it is simply impossible to use type HCPL 7850 modules having 5 % gain coefficient's dispersion for galvanic isolation of each phase voltage without additional correcting. Even the use of expensive type AD210 modules having 0.1 % gain coefficients' dispersion makes great limitations on the total error of NSV measuring.

1. Xing Li, Mei Su, Yao Sun, Handbing Dan, Wenjing Xiong. Modulation strategies based on mathematical construction method for matrix converter extending the input reactive power range. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014. Vol. 29.No 2. Pp. 654–664.
2. Shcherba A.A., Suprunovskaya N.I., Synytsyn V.K. Ivashchenko D.S. Aperiodic and Oscillatory Processes of Capacitor Discharge at Forced Limitation of Duration. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2012. No 3. Pp. 9–10. (Rus)

3. Shcherba A.A., Kosenkov V.M., Bychkov V.M. Mathematical closed model of electric and magnetic fields in the discharge chamber of an electrohydraulic installation. *Surface Engineering and Applied Electrochemistry*, 2015, Vol. 51, Issue 6, pp 581–588.
4. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M., Ushakov V.I. Computer Modeling of Electrothermal Processes and Thermomechanical Stress at Induction Heating of Moving Copper Ingots. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2013. № 2. Pp. 10–18. (Rus).
5. Suprunovskaya N.I., Shcherba A.A., Ivashchenko D.S., Beletsky O.A. Processes of energy exchange between nonlinear and linear links of electric equivalent circuit of supercapacitors. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2015. No 5. Pp. 3–11. (Rus)
6. Shcherba A.A., Suprunovskaya N.I., Ivashchenko D.S. Modeling of nonlinear resistance of electro-spark load taking in to account its changes during discharge current flowing in the load and at zero current in it. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2014. No 5. Pp. 23–25. (Rus)
7. Suprunovska N., Ivashchenko D., Shcherba A. Analyzing Probabilistic Properties of Electrical Characteristics in the Circuits Containing Stochastic Load. Proc. IEEE International Conference on *Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS-2016). Kyiv, Ukraine, June 7-11, 2016, Pp. 45–48.
8. State Standart of Ukraine EN 50160:2014 (EN 50160:2010, IDT). Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks. Kyiv, Minekonomrozvytku Ukrainy, 2014, 27 p. (Ukr)
9. Nielsen P., Casadei D., Serra G., Tani A. Evaluation of the input current quality by three different modulation strategies for SVM controlled matrix converters with input voltage unbalance. Proc. 1st IEEE International Conference on *Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth* (PEDES '96). New Delhi, India, January 8-11, 1996. Vol. II. Pp. 794–800.
10. Shcherba A.A., Makov D.K. Method of Determination of Fundamental Frequency's Symmetric Sequences and Higher Harmonics of Three-Phase Voltage Systems. Proc. IEEE International Conference on *International Conference on Intelligent Energy and Power Systems* (IEPS-2014), Kyiv, Ukraine, June 2–6, 2014. Pp. 74–76.
11. Shcherba A.A., Makov D.K. Analysis of errors in meters of three-phase voltage's non-symmetry. *Naukovi visti. Research bulletin NTUU "KPI"*. 2013. No 2 (88). Pp. 39–44. (Ukr)
12. Makov D. K. New way of determining the components of the three-phase voltage. *Naukovi visti. Research bulletin NTUU "KPI"*. 2014. No 1. Pp. 14–19. (Ukr)

УДК 621.317.789

Д.К. Маков, канд. техн. наук, **А.І. Антонюк**

Національний університет України «Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського»,
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

ВИЗНАЧЕННЯ НЕБАЛАНСУ ТРИФАЗНИХ НАПРУГ З ВИКОРИСТАННЯМ АНАЛОГО-ЦИФРОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЇХ МИТТЄВИХ ЗНАЧЕНЬ ТА МАТЕМАТИЧНОЇ ОБРОБКИ ОТРИМАНИХ КОДІВ

Поява несиметричних, імпульсних і стохастичних навантажень, проміжних накопичувальних конденсаторів і напівпровідникових модуляторів у трифазних мережах електропостачання суттєво погіршує їхні показники якості електроенергії, зокрема такі статичні та динамічні показники, як небаланс напруги та швидкість її змін. Розробка аналого-цифрових вимірювачів для визначення небалансу трифазної напруги основної частоти є досить складною задачею, оскільки аналогові блоки фазних каналів і АЦП необхідно реалізовувати з ідентичними параметрами. Для корекції похибки від розкиду параметрів аналого-цифрових фазних каналів вимірювачів небалансу трифазних напруг пропонується одночасно один раз за період коливань напруги основної частоти вхідні (А, В, С) та вихідні (а, в, с) затиски фазних каналів переключати "по кільцю" з фазним кроком 120° та вимірювати вектори вихідної напруги. При цьому векторна похибка від розкиду параметрів фазних каналів вимірювача теж обертається з фазним кроком 120° , а вектори напруги зворотної послідовності (НЗП) основної частоти електромережі не обертаються. Тому наступне складання відповідних кодів миттєвих значень отриманих трьох векторів різних тактів дає потроєну НЗП основної частоти без похибки від розкиду параметрів фазних каналів. Бібл. 12, рис. 3.

Ключові слова: трифазні напруги, пряма та зворотна послідовності, якість електроенергії.

УДК 621.317.789

Д.К. Маков, канд. техн. наук, **А.І. Антонюк**

Национальный университет Украины «Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского»,
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НЕБАЛАНСА ТРЕХФАЗНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИХ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ И МАТЕМАТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ПОЛУЧЕННЫХ КОДОВ

Появление несимметричных, импульсных и стохастических нагрузок, промежуточных накопительных конденсаторов и полупроводниковых модуляторов в трехфазных сетях электроснабжения существенно ухудшает их показатели качества электроэнергии, включая такие статические и динамические показатели, как небаланс напряжения, скорость и величина ее изменения. Разработка аналого-цифровых измерителей для определения коэффициента несимметрии трехфазного напряжения основной частоты является достаточно сложной задачей, поскольку аналоговые блоки фазных каналов и АЦП необходимо реализовывать с идентичными пара-

метрами. Для коррекции погрешности от разброса параметров аналого-цифровых фазных каналов измерителей небаланса трехфазных напряжений предлагается одновременно один раз за период колебаний напряжения основной частоты входные (A, B, C) и выходные (a, b, c) зажимы фазных каналов переключать "по кольцу" с фазным шагом 120° и измерять векторы выходного напряжения. При этом векторная погрешность от разброса параметров фазных каналов измерителя тоже вращается с фазным шагом 120° , а векторы напряжения обратной последовательности (НОП) основной частоты электросети не вращаются. Поэтому следующие сложения соответственных кодов мгновенных значений полученных трех векторов разных тактов дает утроенное НОП основной частоты без погрешности от разброса параметров фазных каналов. Библ. 12, рис. 3.

Ключевые слова: трехфазные напряжения, напряжения прямой и обратной последовательностей.

Надійшла 14.03.2018

Received 14.03.2018

FEATURES OF INFLUENCE OF THE HIGHER HARMONICS ON CHOICE PARAMETERS USBARS OF WORKSHOP NETWORKS

M.I. Kot sur, D.S. Yarymbash, Yu.S. Bezverkhnia, A.A. Andrienko, D.S. Andrienko

Zaporizhzhya National Technical University,

Zhukovsky str., 64, 69063, Ukraine

e-mail: kotsur8@gmail.com

The universal criteria, which allows for the effective and calculated values of the network power factor optimally choice the busbar configuration, also the parameters of reactive power compensation devices for reducing of power and voltage losses in three-phase systems of shop electric power supply was developed. The modified technique of preliminary estimation of the voltage losses in busbar trunk lines on the power factor of the network taking into account the higher harmonics content of the busbar current is developed. This will provide a qualified approach to the formation of requirements for the construction of current conductors and converters, which are sources of generation of the current harmonics. References 10, figures 2, table.

Key words: busbar, higher harmonics, compensation, voltage, power factor.

Introduction. The production of metallurgical energy-intensive products, the provision of technological operations applying hoisting and transport mechanisms, including crane electric drives in the shops of enterprises is very powerful. Therefore, for modernization own power systems of enterprises of the Ukrainian metallurgical industry requires the application of modern solutions in the field of energy resource saving. The wide use of power semiconductor converters in all industries allowed increased the energy efficiency of industrial mechanisms, to reduce energy consumption, and to improve the quality of manufactured products. The introduction of frequency-controlled electrical drive systems, rectifiers and other semiconductor converters leads to the generation of higher harmonic components in DC and AC current conductors, and also negatively affects the network power factor, which are standardized by the relevant standards of electromagnetic compatibility [1]. The presence of higher harmonics in the current conductors also provides additional voltage power losses. Therefore, to suppress them to the allowable standards, knowledge of the network configuration and detailed calculation of the power system is required.

Analysis of last researches. Now, there is a significant amount of work devoted to the influence of current higher harmonics on the losses in the main elements of the network: electrotechnical converters [2], semiconductor converters [3], synchronous and asynchronous electric drive systems [4] and etc. The known engineering techniques for selecting and calculating current conductor parameters for shop networks (shape, geometry, relative locations) [5] not allow to taking into account the influence of current higher harmonics on the voltage losses in the shop networks, power losses, changing of balance of active and reactive capacities, network parameters, non-phase symmetry. For determining the reserve of a possible increase efficiency coefficient by compensating pulsations of active and reactive powers, also a constant component of reactive power in electric supply systems in the works [6, 7] by authors were researched. The researches allowing to evaluate

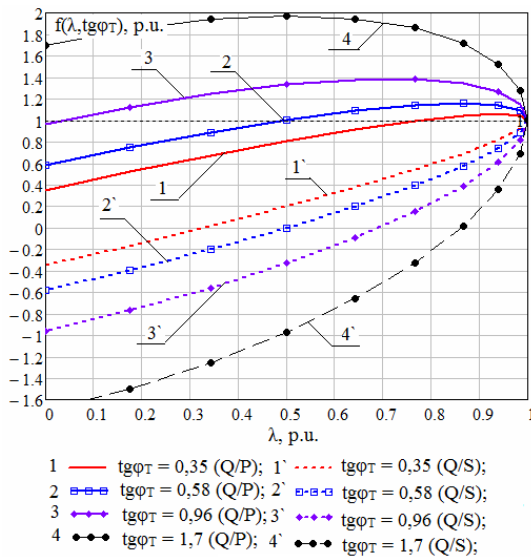


Fig. 1

researched. Therefore, the actual problem is to improve the techniques of choice the busbars of AC current, which allow estimating the voltage and power losses in the shop networks, depending on the higher harmonics content of electromagnetic parameters. Also it will provide a qualified approach to the formation of requirements for the construction of current conductors and converters, which are sources of generation of the current harmonics.

The aim of this work is to improve the technique for estimating the voltage losses in three-phase busbar systems of shop power supply, depending on the higher harmonics content of the electromagnetic parameters of the network.

Expounding the main material. The parameters of the reactance (X) and resistances (R) of the current conductor significantly depends on its geometry (the ratio of height and width dimensions, proximity effect, displacement effect, current density and frequency, the presence of protective shieldings, the current conductor materials). Mostly, the increases of the power and voltage losses in busbar systems allowed by the growth of reactance related resistance. Therefore, when designing and choosing of the geometry constructions and busbars placement, designers are trying to minimize reactance, so that the calculated value of the voltage losses corresponds to the value of the voltage loss for $\lambda = 1$. For this comfortably to use the nondimensional parameters represented as a function which depends from power factor of the network.

The voltage losses in the current busbars is determined by the known expression [5]:

$$\Delta U = \left[\sqrt{3} \cdot I \cdot (R \cdot \cos \varphi + X \sin \varphi) / U \right] \cdot 100\%, \quad (1)$$

where R , X is the resistance and reactance of current busbar, Ω ; I is the effective value of busbar current, A; U is the linear value of voltage, V; φ is the angle phase shift between current and voltage, el. deg.

For further analysis, the expression (1) transformed as:

$$\Delta U = \left[R \cdot \sqrt{3} \cdot I \cdot (\cos \varphi + \operatorname{tg} \varphi_T \cdot \sin \varphi) / U \right] \cdot 100\%, \quad (2)$$

where $\operatorname{tg} \varphi_T = X/R$ is the design parameter of the current busbar.

If the busbar parameters are expressed in relative units, and assume that $R^* = 1$, that according to (2) the character of the voltage losses ΔU will be determined by the behavior of the function:

$$f(\varphi, \operatorname{tg} \varphi_T) = \cos \varphi + \operatorname{tg} \varphi_T \cdot \sin \varphi. \quad (3)$$

In fig. 1 shown dependence of the function $f(\varphi, \operatorname{tg} \varphi_T)$ on the power factor of the network for different values of the design parameter $\operatorname{tg} \varphi_T$ for active-inductive (Q/P) and active-capacitive (Q/S) loads. At the active inductive loads, in the Q/P zone, for the eigenvalues of $\operatorname{tg} \varphi_T$, the function (3) will be possess the value $f_{QP} = 1$ at two points: at $\lambda = 1$, and the defined value λ according to the value of $\operatorname{tg} \varphi_T$. For example, for busbar with $\operatorname{tg} \varphi_T = 0,35$ (curve 1, fig. 1) the function (3) will be possess the value $f_{QP} = 1$, at $\lambda = 0,7$ and for $\operatorname{tg} \varphi_T = 0,58$ - $\lambda = 0,5$ (curve 2, fig. 1.). With decreasing busbar

the influence of the asymmetry of the geometry constructions and type of materials, on the electromagnetic parameters of the electric network is provided. Most of the works is devoted to the research of electromagnetic, energy and thermal processes [8, 9], identification of electrical parameters, electrical stability parameters of busbars, and for graphite furnaces [10], crucible melting furnaces, vacuum plasma electric furnaces by numerical simulation methods. All these researches allowed increasing energy efficiency of technological processes and electromagnetic compatibility between the main elements of three-phase power supply systems. However, problems, which related to the assessment of the effect of higher harmonic current components and asymmetry in three-phase power supply systems on power and voltage losses in shop current conductors, depending on their design parameters are not sufficiently

design parameter $tg\varphi_T$, the curve function (3) is shifted to the right side, and the value of power factor λ at the point of intersection of the curve will tend to $\lambda = 1$. At the active-capacitive loads, in the Q/S zone, the curve of the function (3) is symmetrical relative to the function curve (3) with the active-inductive loads. (curves 1'-4', fig.1). Since in three-phase systems of shop electric power supply used only active-inductive loads, the curves of function (3) need considering for estimation of compensation possibility of voltage dropping in busbar by reactive power compensation devices. For example, for busbar design parameter $tg\varphi_T = 0,35$, for a compensation angle $\varphi_c = -5^\circ$, the voltage drop compensation value $f_{OS} = 0,034$; for $\varphi_c = -10^\circ$ - $f_{OS} = 0,076$; for $\varphi_c = -15^\circ$ - $f_{OS} = 0,106$. Thus, the dependences according to (3) are universal criteria, which allows choice the busbar design parameters for the effective and calculated values of the network power factor optimally, also the parameters of reactive power compensation devices for reducing of power and voltage losses in three-phase systems of shop electric power supply was developed.

To estimate the voltage losses taking into account the presence of current higher harmonics, transform equation (1) to the following form [5]:

$$\Delta U_{res} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left(\sqrt{3} \cdot I_i^2 \cdot \left(R_{\omega_i} \cdot \cos \varphi + X_{\omega_i} \cdot \sin \varphi \right) / U \right)^2} \cdot 100\%; \quad (4)$$

where I_i is the effective current value i -th harmonics; R_{ω_i} , X_{ω_i} is the resistance and reactance of the busbar for the i -th harmonics.

Resistance and reactance values for the i -th harmonics determined from the following expression [5]:

$$R_{\omega_i} = k_{\omega_i} \cdot R_g; \quad R_g = \rho \cdot \frac{l}{q}; \quad X_{\omega_i} = i \cdot X_{\omega_1} + 0,564 \cdot R_{\omega_i}, \quad (5)$$

where k_{ω_i} – coefficient, which takes into account the changes resistance at the current frequency of the i -th harmonics; R_g , – resistance for DC; l – active length of busbar, m; ρ – resistivity of the material of the busbar, Ohm·mm²/m; q – cross-section of busbar, mm².

The coefficient which takes into account the change in the resistance from the current frequency of the i -th harmonics for steel busbars can be determined as [5]:

$$k_{\omega_i} = \begin{cases} 1 + 0,84 \cdot \beta_i^4, \forall \beta_i < 1; \\ 0,758 + \sqrt{1,34 \cdot \beta_i^2 - 0,183}, \forall \beta_i \geq 1; \beta_i \leq 3; \\ 0,758 + 1,159 \cdot \beta_i, \forall \beta_i \geq 3; \end{cases}$$

$$\beta_i = 2 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{q}{P} \cdot \sqrt{\frac{i \cdot f}{\rho}} \cdot \mu; \quad (6)$$

where P is the busbar perimeter, mm; f is the current frequency of i -th harmonics, Hz; μ is the magnetic permeability, H/m.

According to the expressions (4)...(6), in fig. 2 shows the voltage drop on 1m of the busbar length for the first current harmonic, as well as the dependence of the resulting voltage drops for a nonsinusoidal current for the angled steel of busbar (profile 60 × 60 × 6, cross-section = 684 mm²) from the network power factor, at current load of more than 5000 hours with a current density of 0,3 A/mm² (fig. 2 a), and current load up to 3000 hours, with a current density of 1,2 A/mm² (fig. 2 b) [5]. The harmonic composition of the current was determined according to for the standard values of the

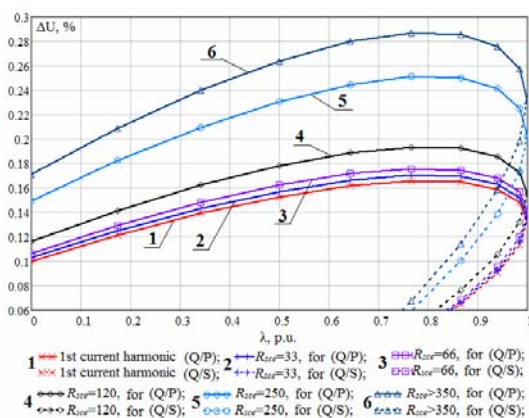


Fig. 2 a

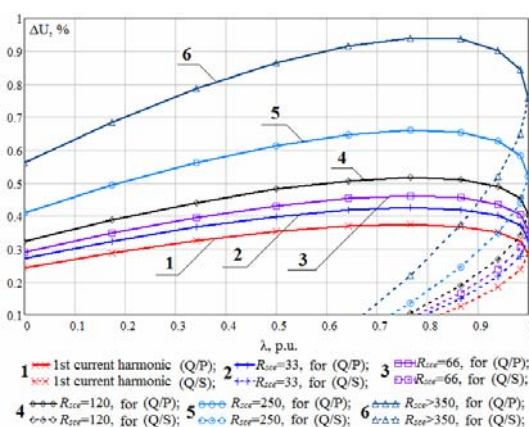


Fig. 2 b

short-circuit ratio R_{sce} [1]. To analyze the results of the research and to estimate the degree of influence of higher harmonics on the voltage drop in busbars, we will use the relative value of the voltage drop changes with non-sinusoidal current for the corresponding value:

$$\Delta U_{res}^* = \Delta U_{res} / \Delta U_I;$$

where ΔU_{res} is the resulting voltage drop at non-sinusoidal current at the corresponding coefficient R_{sce} ; ΔU_I is the voltage drop from the first harmonic of the current in the busbar.

In table shows the relative values of the voltage drop changes for the corresponding coefficients R_{sce} without and reactive power compensation. To compensate the reactive power, the change was taken into account, when the angle of phase correction varied in the range $0 < \varphi_c \leq -20^\circ$. The analysis shows, that at maximum allowable current load on busbars, full compensation voltage drop, and particular overcompensation voltage drop on the availability of the higher harmonics, at lower values R_{sce} is performed. For large values R_{sce} , the current load on the busbars must be reduced. Thus, the availability of higher harmonics of current exert influence on the voltage drop changes in busbars, the relative value of which, can reach to 1,73...2,51 times, depending on the current load and the short-circuit ratio R_{sce} . Partial or complete compensation of the voltage drop for steel busbars, depending on the value of the current load and the short-circuit ratio R_{sce} , is performed, when the angle of phase correction in the range $0 < \varphi_c \leq -20^\circ$ is changed. However, providing correction angles $\varphi_c > -10^\circ$, especially for large values of the short-circuit ratio R_{sce} , requires the use of reactive power compensation devices with a larger rated capacity, which is not always possible and reasonable for three-phase shop power systems. Therefore, in order to compensate the voltage drop on availability of the higher current harmonics, it is necessary to take into account not only the features of the busbar design parameters, but also a whole complex of features: related to the choice of the short-circuit ratio; current load conditions; operation modes of converters and limit of the related capacity of reactive power compensation devices. Due to the diversity of the converter technology and the generation by them of higher harmonics with values of amplitudes and frequency spectrum, which differ from the limited values of the standard documents [1]. This problem will be researched in the following aspects: development more accurate technique of determination of the voltage and power losses taking into account the constructive parameters of busbar and their optimization, the proximity effect, the displacement effect, the frequency spectrum and their phase angle shift between current and voltage, electromagnetic asymmetry, the presence of protective shells, etc.

φ_c	Relative values of voltage drop changes ΔU_{res}^* , p.u.,									
	current load at $J_{min}=0,3A/mm^2$					current load at $J_{max}=1,2A/mm^2$				
R_{sce}	=33	=66	=120	=250	≥ 350	=33	=66	=120	=250	≥ 350
without reactive power compensation										
-	1,028	1,061	1,167	1,515	1,733	1,139	1,234	1,382	1,766	2,515
with reactive power compensation										
$\varphi_c = -5^\circ$	0,92	0,948	1,044	1,355	1,549	1,013	1,22	1,235	1,578	2,255
$\varphi_c = -10^\circ$	0,811	0,837	0,92	1,201	1,371	0,887	0,964	1,082	1,387	1,99
$\varphi_c = -15^\circ$	0,708	0,723	0,805	1,05	1,196	0,766	0,834	0,935	1,205	1,744
$\varphi_c = -20^\circ$	0,603	0,621	0,684	0,893	1,02	0,64	0,701	0,794	1,015	1,489

Conclusions. The universal criteria, which allows for the effective and calculated values of the network power factor optimally choice the busbar configuration, also the parameters of reactive power compensation devices for reducing of power and voltage losses in three-phase systems of shop electric power supply was developed. With the help of the improved technique, an estimation of the voltage drop in the steel busbars on the availability of higher current harmonics was executed. Depending on the short-circuit ratio and the current load, the relative value of the voltage drop can increase by 1,73...2,51 times was defined. At the maximum allowable current load on the busbars, full compensation, and particular overcompensation of the voltage drops on the availability of higher harmonics is performed at lower values of the short-circuit ratio. In this case, reactive

power compensation devices with a smaller related power can be used. For large values of the short-circuit ratio, the current load on the busbars must be reduced.

УДК 621.316.35

М.І. Коцур, канд. техн. наук, **Д.С. Ярымбаш**, докт. техн. наук, **Ю.С. Безверхня**, **А.А. Андрієнко**, **Д.С. Андрієнко**
Запорізький національний технічний університет,
вул. Жуковського, 64, 69063, Запоріжжя, Україна

ОСОБЛИВОСТІ ВПЛИВУ ВИЩИХ ГАРМОНІК НА ВИБІР ПАРАМЕТРІВ СТРУМОПРОВОДУ ЦЕХОВИХ МЕРЕЖ

Розроблено універсальний критерій, що дає змогу для необхідних значень коефіцієнта потужності мережі оптимально підібрати конфігурацію шинопроводу, а також параметри пристроїв компенсації реактивної потужності для забезпечення зниження втрат і падіння напруги в трифазних системах цехового електропостачання. Удосконалено методику попередньої оцінки падіння напруги в шинопроводах від коефіцієнта потужності мережі з урахуванням змісту вищих гармонік струму, що дає змогу забезпечити кваліфікований підхід формування вимог до конструкцій струмопроводів і перетворювачів, які є їх джерелами генерації. Бібл. 10, рис. 2, таблиця.

Ключові слова: шинопровід, вищі гармоніки, компенсація, напруга, коефіцієнт потужності.

УДК 621.316.35

М.И. Коцур, канд. техн. наук, **Д.С. Ярымбаш**, докт. техн. наук, **Ю.С. Безверхня**, **А.А. Андриенко**, **Д.С. Андриенко**

Запорожский национальный технический университет,
ул. Жуковского, 64, 69063, Запорожье, Украина

ОСОБЕННОСТИ ВЛИЯНИЯ ВЫСШИХ ГАРМОНИК НА ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ТОКОПРОВОДОВ ЦЕХОВЫХ СЕТЕЙ

Разработан универсальный критерий, позволяющий для необходимых значений коэффициента мощности сети оптимально подобрать конфигурацию шинопровода, а также параметры устройств компенсации реактивной мощности для обеспечения снижения потерь и падения напряжения в трехфазных системах цехового электроснабжения. Усовершенствована методика предварительной оценки падения напряжения в шинопроводах от коэффициента мощности сети с учетом содержания высших гармоник тока, что позволяет обеспечить квалифицированный подход формирования требований к конструкциям токопроводов и преобразователям, являющихся их источниками генерации. Библ. 10, рис. 2, таблица.

Ключевые слова: шинопровод, высшие гармоники, компенсация, напряжение, коэффициент мощности.

1. DSTU IEC 61000-3-12: 2014 Electromagnetic compatibility of technical means. Limit of harmonic current components created by technical means with a current consumption of more than 16 A, but not more than 75 A (in one phase), connected to low-voltage general-purpose power systems. Norms and methods of testing. (Rus)
2. Yarymbash D., Kotsur M., Subbotin S., Oliinyk A., A new simulation approach of the electromagnetic fields in electrical machines. IEEE: *The International Conference on Information and Digital Technologies*. Slovakia, 2017. Pp. 452–457. (Eng)
3. Kotsur M.I., Andrienko P.D., Kotsur I. M., Bliznyakov O.V., Converter for frequency-current slip-power recovery scheme. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2017. No 4. Pp. 49–54 (Eng).
4. Kotsur M., Yarymbash D., Yarymbash S., Kotsur I., A new approach of the induction motor parameters determination in short-circuit mode by 3D electromagnetic field simulation // IEEE: *The International Young Scientists Forum on Applied Physics and Engineering*. Lviv. Ukraine. 2017. Pp. 207–210 (Eng).
5. Reference book power engineering of industrial enterprises T. 1. Power supply. Under the general ed. Fedorov A.A. Moscow: Gosenergoizdat, 1987. 592 p. (Rus).
6. Zhemerov, G.G. Domnin I.F., Ilina O.A., Tugay D.V., Energy efficiency of current phase correction and compensation of active and reactive power pulsations in the power supply system. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2007. No 1. Pp. 52–57. (Rus)
7. Zhemerov G.G., Ilina O.A., Ilina N.A., Interrelation between the instantaneous reactive power module and the efficiency of the electric power supply system. *Tekhnichna elektrodinamika*. Problems of electric engineering. 2008. Vol. 4. Pp. 31–36. (Rus)
8. Yarymbash D.S. The research of electromagnetic and thermoelectric processes in the AC and DC graphitization furnaces. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*. 2015. No. 3. Pp. 95–102. (Rus).
9. Vasetsky Yu. M., Dziuba, K. K., An analytical calculation method of quasi-stationary three-dimensional electromagnetic field created by the arbitrary current contour that located near conducting body. *Tekhnichna elektrodinamika*. 2017. No 5. Pp. 7–17. (Eng)
10. Yarymbash D.S., Oleinikov A.M. On specific features of modeling electromagnetic field in the connection area of side busbar packages to graphitization furnace current leads. *Russian Electrical Engineering*. 2015. Vol. 86. No. 2. Pp. 86–92. (Eng).

Надійшла 02.03.2018

Recieved 02.03.2018

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 621.313.322

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ КОНСТРУКЦІЙ ТОРЦЕВОЇ ЗОНИ ОСЕРДЯ СТАТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА

О.Г. Кенсицький¹, докт. техн. наук, **В.А. Крамарський²**, канд. техн. наук, **К.О. Кобзар³**, канд. техн. наук, **Д.І. Хвалін^{4*}**, асп.

1, 2, 4 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: denis_h@bigmir.net

3 – Державне підприємство «Завод «Електроважмаш»,
пр. Московський, 299, Харків, 61089, Україна

Для низки варіантів конструкції торцевої зони осердя статора потужного турбогенератора за допомогою квазітривимірної математичної моделі отримано розподіл магнітної індукції і температури в елементах у режимі споживання реактивної потужності з урахуванням анізотропії та насичення осердя статора. За критерієм мінімуму нагрівання елементів конструкції проведено порівняльний аналіз ефективності варіантів. Бібл. 11, рис. 11, таблиця.

Ключові слова: турбогенератор, торцева зона, крайні пакети осердя статора, температура.

Забезпечення високого рівня експлуатаційної надійності, коефіцієнта корисної дії (ККД) та ремонтпридатності турбогенераторів (ТГ) на основі нових інженерних рішень є головними задачами важкого електромашинобудування. Значна кількість цих рішень спрямована на вдосконалення торцевої зони (ТЗ) статора, однієї з найважливіших проблемних зон конструкції машини, нагрівання якої обмежує можливості ТГ в експлуатаційних режимах, у тому числі у режимах із споживанням реактивної потужності. Це пояснюється як складністю конструкції ТЗ, так і наявністю в ній електричних, магнітних і теплових явищ, які ще недостатньо вивчені. Особливо гостро необхідність впровадження нових рішень стосується ТГ з повітряним охолодженням [1–3], для яких є характерним несприятливе поєднання низької спроможності відведення тепла та високої щільності повітря. Актуальність і невирішеність проблеми підтверджуються численними публікаціями та різноманіттям технічних рішень, які застосовують провідні виробники ТГ у світі.

Багаточисленні теоретичні та експериментальні дослідження електромагнітних і теплових процесів в елементах конструкції ТЗ осердя статора потужних ТГ дали змогу прояснити особливості, обумовлені нерівномірним розподілом магнітних потоків, щільності вихрових струмів, питомих втрат і нагрівань, та отримати необхідну інформацію й передумови для розробки математичних моделей і методів розрахунку магнітного поля, втрат і розподілу температури. Сучасні методи і наявна обчислювальна техніка дають можливість математично більш достовірно моделювати процеси в складних технічних об'єктах і оцінювати ефективність нових технічних рішень.

Метою роботи є визначення температурного поля в елементах кінцевої частини ТГ для низки варіантів її конструктивного виконання і порівняльний аналіз їх ефективності.

Як об'єкт дослідження розглянуто серійний ТГ типу ТГВ-500 потужністю 500 МВт (ДП «Завод «Електроважмаш», м. Харків). Для порівняння ефективності різних варіантів конструкції ТЗ осердя статора в її основних елементах розраховане поле температури для режиму навантаження зі споживанням реактивної потужності ($\cos \varphi = -0,95$).

На рис. 1 зображена конструкція ТЗ ТГ, де позначено: 1 – крайній пакет осердя статора; 2 – натискний палець; 3 – мідний екран; 4 – натискна плита; 5 – корпус підшипника; 6 – газонапрямний апарат; 7 – маслоущільнююче кільце; 8 – газорозподільний циліндр; 9 – обмотка статора; 10 – кронштейн для кріплення обмотки. Обмотки статора і ротора охолоджуються дистиллятом, осердя статора – воднем. В ТЗ осердя статора для захисту спинки крайнього пакета для підсилення екрануючої дії між натискною плитою і натискним пальцем встановлене плоске мідне кільце завтовшки 10 мм. Охолодження натискної плити здійснюється за допомогою охолоджуючих каналів, по яких циркулює вода.

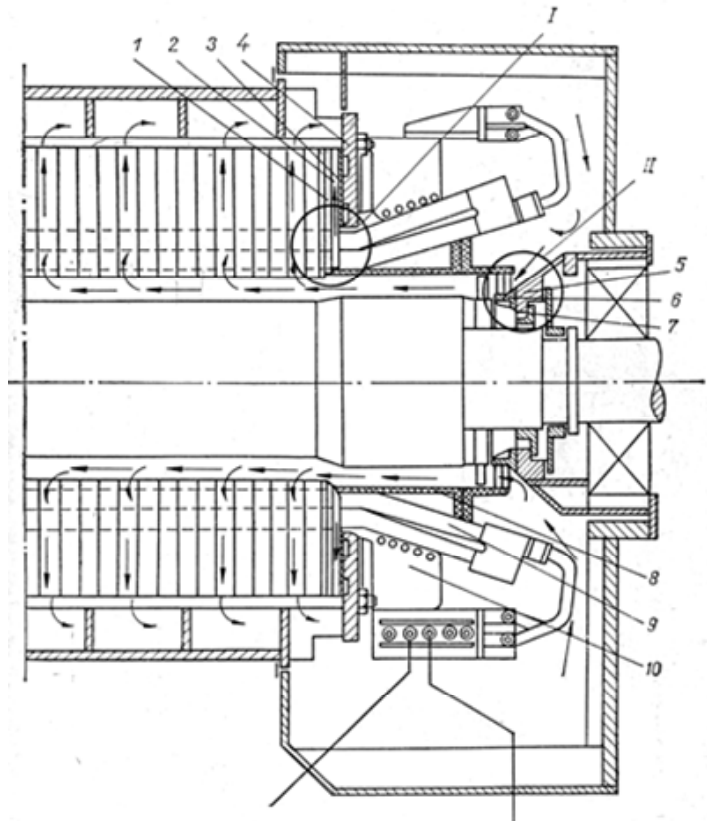


Рис. 1

Математична модель спільного розрахунку електромагнітного поля та нагрівань у ТЗ статора ТГ дає змогу математично строго враховувати режим роботи ТГ шляхом задання системи реально розподілених струмів лобових частин обмоток статора і ротора [4]. Квазітривимірна математична модель займає проміжне положення між дво- і тривимірним рішеннями і реалізована у програмному середовищі *Comsol Multiphysics* [5]. Вона побудована на чисельних розрахунках у поперечному та поздовжньому перетинах ТГ, взаємопов'язаних за допомогою комплексу граничних умов (ГУ). Розрахункова область охоплює всю ТЗ генератора, включаючи крайні та основні пакети осердя статора. При цьому враховуються реальна геометрія елементів ротора й статора, анізотропія та насичення осердя статора. Модель відповідає реальним розмірам ТГ в цілому, а також його окремих вузлів. Для кожного вузла задані фізичні параметри матеріалу, з якого він виготовлений. Для феромагнетиків побудовані відповідні криві намагнічування.

Спочатку розглядається двовимірна польова модель електромагнітного поля поперечного перерізу центральної зони ТГ. Рівняння для двовимірного магнітного поля відносно аксіальної складової векторного магнітного потенціалу (ВМП) A_z у розрахунковій області має вигляд

$$j\omega\sigma A + \nabla \times (\mu_0^{-1} \mu_r^{-1} \nabla \times A) = J_{\text{зстор}}^e e_z, \quad A = A_z e_z, \quad (1)$$

де ω – кутова частота; σ – питома електропровідність; ∇ – оператор Гамільтона; μ_0 – відносна проникність вакууму; μ_r – відносна магнітна проникність; $J_{\text{зстор}}$ – густина сторонніх струмів, що задана у перерізах обмоток статора та збудження; e_z – орт.

Рівняння (1) доповнюється однорідною ГУ першого роду, що відображає затухання поля за межами розрахункової області G на лінії зовнішньої поверхні ярма статора:

$$A_z|_G = 0. \quad (2)$$

В обмотці статора прийнято симетричну систему фазних струмів

$$\begin{cases} i_A = I_m \sin(\omega t + \beta) \\ i_B = I_m \sin(\omega t + \beta - 120^\circ) \\ i_C = I_m \sin(\omega t + \beta + 120^\circ), \end{cases} \quad (3)$$

де I_m – їх амплітуда; β – кутове зміщення осі, вздовж якої діє магніторушійна сила (МРС) трифазної обмотки статора по відношенню до поздовжньої осі ротора d .

Кут β визначається за формулою

$$\beta = 90^\circ + \theta + \varphi, \quad (4)$$

де θ – кут навантаження машини; φ – кут фазового зсуву між напругою та струмом статора.

Кут навантаження θ дорівнює [3]

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{I_s \cos \varphi}{(U_s / x_d) \pm I_s \sin \varphi}, \quad (5)$$

де I_s , U_s – фазні струм і напруга статора відповідно; x_d – головний індуктивний опір; знак «плюс» відповідає режиму перезбудження ТГ, «мінус» – недозбудження.

Величини струмів в обмотках статора та ротора й кута β задаються відповідно до режимів роботи генератора. На рис. 2 показаний миттєвий розподіл магнітної індукції (МІ) та ВМП у певний момент часу в центральній зоні (у даному випадку $t = 0,02$ с, що відповідає одному повному оберту ротора). Відтінками сірого кольору показані рівні МІ у теслах відповідно до приведеної шкали.

Маючи розподіл поля у центральній частині, можна моделювати магнітне поле у поздовжньому перетині ТГ. З врахуванням симетрії вздовж осевого та радіального напрямків (рис. 1) розрахункова область ТЗ обрана у вигляді половини перерізу ротора вздовж його осі та перетину зубця осердя статора у тангенціальному напрямку (по колу) [6]. Цей перетин співпадає з прямокутною координатною площиною і є площиною симетрії ротора (на рис. 2 вона проходить по радіусу OO_1).

Рівняння для двовимірного поля відносно складової ВМП A_z , яка є тангенціальною складовою у розрахунковій області, має вигляд (1). Необхідна структура силових ліній магнітного поля формується за допомогою комплексу ГУ для ВМП, що встановлюються для зовнішніх меж області [4].

На рис. 3 показано розподіл МІ та ВМП в ТЗ ТГ для режиму навантаження зі споживанням реактивної потужності ($\cos \varphi = -0,95$).

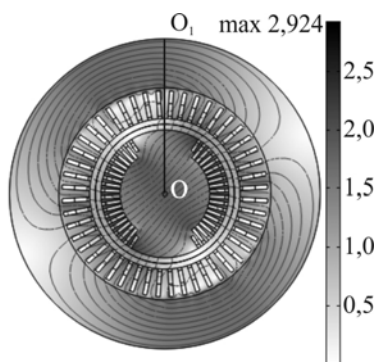


Рис. 2

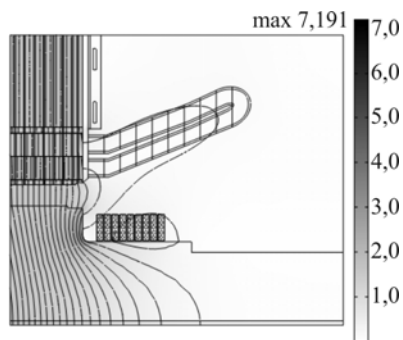


Рис. 3

Приймаючи отримані результати електромагнітного розрахунку як джерело виникнення вихрових струмів і тепловиділень, промодельємо теплообмінні процеси у ТЗ ТГ. Рівняння для двовимірного температурного поля має вигляд

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} + \nabla(-k \nabla T) = Q, \quad (6)$$

де ρ , C_p , k – коефіцієнти теплофізичних характеристик: густина, теплоємність при постійному тиску і теплопровідність відповідно; T – температура; Q – питомі об'ємні теплові втрати.

Коефіцієнти тепловіддачі торцевих поверхонь та вентиляційних каналів задані відповідно до рекомендацій [7, 8]. Температура холодного газу прийнята 40°C . Параметри охолодження незмінні для всіх варіантів ТЗ ТГ, що розглядаються.

Оскільки ефективність різних варіантів конструкції ТЗ визначається з порівняння максимальної та середньої температури осердя статора, надалі приводяться тільки результати теплового розрахунку.

Варіант 1. Базова (заводська) конструкція ТЗ ТГ. На рис. 4 показано розподіл температури для режиму навантаження зі споживанням реактивної потужності ($\cos \varphi = -0,95$) у розрахунковій області ТЗ ТГ базової конструкції (рис. 1), а на рис. 5 – розподіл нагрівань двох крайніх пакетів осердя статора, натискного пальця, мідного екрана та натискної плити.

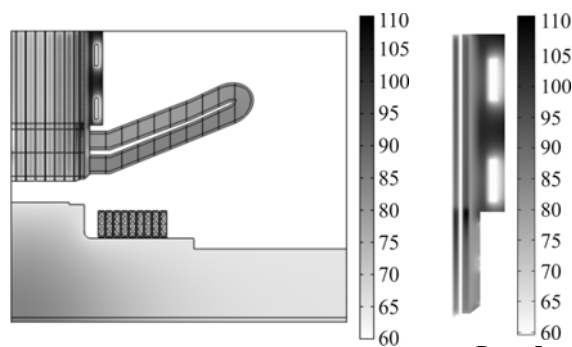


Рис. 4

Рис. 5

Максимальна температура в зубцевій зоні біля дна паза крайнього пакета осердя становить 111 °С, натискної плити – 108 °С, натискного пальця – 99 °С, що відповідає результатам натурних випробувань ТГ [7]. Максимальна температура в зубцевій зоні крайнього пакета біля дна паза пояснюється тим, що окрім радіального поля зубцева зона навантажена аксіальним потоком, створеним МРС лобових частин обмотки статора, розсіюванням лобових частин обмотки ротора, а також «витисканням» частини основного потоку із повітряного проміжку. До того ж причиною локальної концентрації аксіальної складової поля біля дна паза є ефект екранування поля натискною плитою (рис. 3).

Зрозуміло, що розподіл нагрівань натискної плити обумовлений наявністю каналів з охолоджуючою водою. Однак вони ефективні лише в локальній близькості і на нагрівання мідного екрана не впливають. З віддаленням від зубцевої зони крайніх пакетів з максимальною температурою в бік спинки осердя температура різко зменшується з причини екрануючої дії натискної плити та мідного екрана. Аксіальна складова МІ в зоні коронки зубців сягає 1,1...1,15 Тл (торець сходинки першого пакета), однак ця зона інтенсивно охолоджується газом, що циркулює в зазорі. Тому температура тут невисока.

З усього наведеного можна зробити висновок, що нагрівання елементів ТЗ ТГ є вкрай нерівномірним, що обумовлено аналогічним розподілом втрат та наявною схемою охолодження. Максимальні значення температури в окремих елементах більше середнього майже втричі.

Варіант 2. Глибокий скіс крайніх пакетів осердя статора. Деякими виробниками ТГ застосовується глибокий скіс крайніх пакетів осердя статора (наприклад, АТ «Силовые машины», Росія). Значне вкорочення зубців крайніх пакетів дає змогу знизити їх нагрівання, але недоліками такої конструкції є зменшення магнітної провідності повітряного проміжку машини в цій зоні й складності забезпечення пресуючого зусилля в зубцях. Крім того, в цьому випадку на лобові частини обмотки статора діють додаткові механічні сили електромагнітної природи.

З рис. 6 та 7 можна встановити, що максимальна температура в зоні біля дна паза крайнього пакета осердя статора становить 95 °С, натискної плити – 108 °С, натискного пальця – майже 117 °С. З причини вкорочення натискного пальця його торець навантажений магнітним потоком, створеним МРС лобових частин обмотки статора, частиною основного потоку, яка «витискається» із повітряного проміжку, а також потоком, що обтікає натискну плиту. Через те при такому виконанні ТЗ осердя статора доцільно змінювати конструкцію натискного пальця, наприклад робити його подовженим у бік зазору машини, як це реалізовано у ТГ типу ТВВ-1000 або запропоновано у роботі [9].

Варіант 3. Встановлення L-подібного екрана. Електромагнітний екран, який охоплює нижню кромку натискної плити з боку осердя і повітряного проміжку машини, використовується, наприклад, у ТГ ДП «Завод «Електроважмаш» (м. Харків). З рис. 8 та 9 видно, що максимальна температура в зоні біля дна паза крайнього пакета осердя стано-

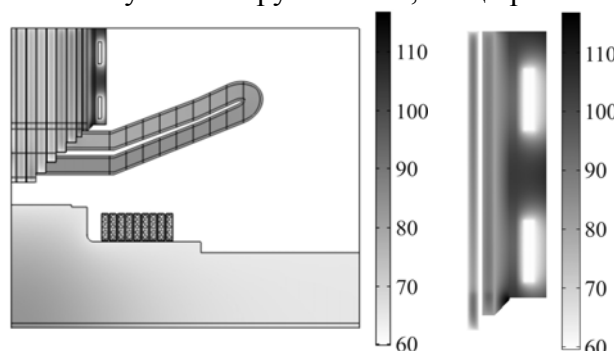


Рис. 6

Рис. 7

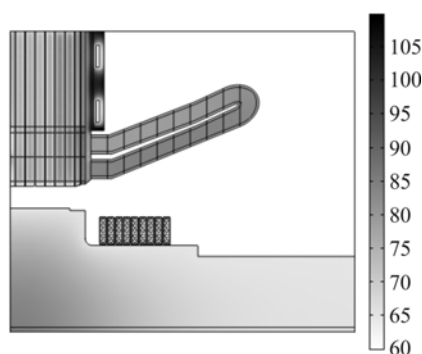


Рис. 8

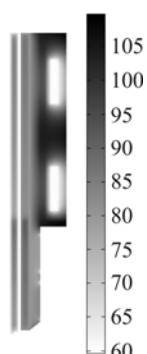


Рис. 9

вить 92 °С, натискної плити – 105 °С, натискного пальця – 95 °С. Висока ефективність L -подібного екрана пояснюється «витисканням» магнітних потоків із зони біля дна паза за рахунок ділянки екрана, яка охоплює нижню кромку натискної плити. За рахунок цього температура зубцевої зони статора біля дна паза зменшується, але при цьому має місце значне нагрівання саме цієї ділянки екрана.

Варіант 4. Застосування внутрішнього екранування крайніх пакетів осердя ста-

тора. Авторами роботи [10] запропоновано конструктивне рішення, суть якого полягає у розміщенні в крайньому пакеті осердя статора електропровідних екранів зубцево-пазової конфігурації, що набирається, як і залізо статора, з окремих сегментів та повторює геометрію сегментів заліза. Дослідження [11] підтверджують ефективність структурного внутрішнього

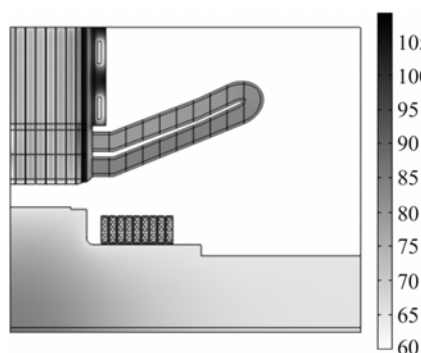


Рис. 10

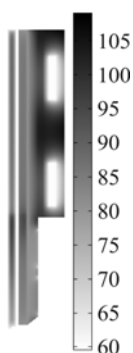


Рис. 11

елементів становить 4 мм. Тобто у крайньому пакеті завтовшки 20 мм розміщено два мідних елемента і три феромагнітних. З рис. 10 і 11 видно, що максимальна температура при цьому в зубцевій зоні осердя статора біля дна паза крайнього пакета становить 95,7 °С, у натискній плиті – 108 °С, натискного пальця – 98 °С.

Ефективність структурного внутрішнього екрана пояснюється тим, що втрати в мід-

Абсолютна температура, $T_{\text{макс}} / T_{\text{сер}}, ^\circ\text{C}$	Варіант			
	1	2	3	4
Крайні пакети осердя статора	111/91	95/86	92/84	95,7/88
Натискна плита	108/88	108/87	105/85	108/88
Натискні пальці	99/85	116,7/89	95/80	98/83

ному екрані більш рівномірно розподіляються та підвищуються у верхній його частині, магнітні потоки (рис. 3) відхиляються у магнітні листи заліза і майже повністю замикаються в них.

Максимальні та середні абсолютні температури основних елементів кінцевої частини ТГ для різних варіантів конструкції зведені до таблиці.

З таблиці видно, що з розглянутих варіантів конструкції торцевої частини статора у варіанті 3 з електропровідним L -подібним екраном між натискною плитою і натискними пальцями максимальне перевищення температури основних елементів конструкції над холодним газом (40 °С) є найнижчим, а саме: крайнього пакета осердя 52 °С, натискної плити 75 °С, натискного пальця 55 °С. Застосування структурного екрана (варіант 4) дає змогу зменшити максимальну температуру крайнього пакета осердя статора, але при цьому збільшується середня температура з причини наявності мідних елементів. Структурний екран не впливає на нагрівання натискної плити та пальців.

Для ТГ з глибоким скосом крайніх пакетів осердя статора (варіант 2), який виконує функцію шунта [10, 11], застосування ефективних екранів дасть можливість зменшити розмір скосу, що значно підвищить міцність конструкції статора, збільшить коефіцієнт магнітного зв'язку обмоток.

Висновки. 1. Розроблена модель розрахунку розподілу МІ і температури в основних елементах торцевої частини статора ТГ дає змогу якісно і наглядно оцінювати ефективність різних варіантів конструкції з урахуванням всіх електромагнітних і теплофізичних характеристик. Точність розрахунків визначається переважно достовірністю цих характеристик.

2. Серед розглянутих варіантів конструкцій ТЗ осердя статора ТГ найбільш ефективною з точки зору мінімізації температури її основних елементів є конструкція з L -подібним електромагнітним екраном.

3. Пошук оптимальної конструкції кінцевої частини осердя статора ТГ доцільно проводити з використанням комбінації електропровідного L -подібного екрана та найбільш ефективних відомих і нових окремих технічних рішень, наприклад внутрішнього екранування крайніх пакетів.

1. Алексеев Б.А., Мамиконянц Л.Г., Поляков Ф.А., Шакарян Ю.Г. Проблемы электрических машин на сессии СИГРЭ. *Электричество*. 2009. № 3. С. 60–67.
2. Смородин В.И., Крамарский В.А., Кузьмин В.В., Черемисов И.Я. Концепция нетрадиционного исполнения торцевой зоны статора турбогенератора с полным воздушным исполнением. *Техническая электродинамика*. 1991. № 2. С. 47–50.
3. Carl-Ernst Stephan, Jurgen Baer, Hans Zimmerman, Dr. Gerhard Neidhofer, Dr. Rjland Egil. New air-cooled turbogenerator in the 300-MVA class. *ABB Review*, 1/1996. P. 20–28.
4. Кенсицкий О.Г., Хвалін Д.І. Електромагнітне поле у торцевій зоні турбогенератора при зміні реактивного навантаження. *Технічна електродинаміка*. 2018. №1. С. 62–68.
5. Comsol Multiphysics modeling and simulation software. <http://www.comsol.com/>
6. Fujita M., Ueda T., Tokumasu T. Eddy current analysis in the stator end structures of large capacity turbine generators. International Conference on *Electrical Machines and Systems*, November, 2009, Tokyo, Japan. P. 1–6.
7. Постников И.М., Станиславский Л.Я., Счастливый Г.Г. Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов. Киев: Наукова думка, 1971. 360 с.
8. Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Выговский В.И. Турбо- и гидрогенераторы при переменных графиках нагрузки. Киев: Наукова думка, 1985. 208 с.
9. Патент 99571 Україна МПК H02K 5/04. Статор електричної машини. Крамарський В.А., Черемісов І.Я., Титко О.І., Грубой О.П., Пенський В.Ф., Мінко О.М. № у 2014 14220; заявл. 31.12.2014; опубл. 10.06.2015, Бюл. № 11.
10. Патент 111154 Україна МПК H02K 3/42. Осердя статора електричної машини змінного струму. Титко О.І., Кобзар К.О., Хвалін Д.І. № у 2015 1257; заявл. 21.12.2015; опубл. 10.11.2016, Бюл. № 21.
11. Титко О.І., Мишастий М.Д., Воронін А.І., Хвалін Д.І. Експериментальні дослідження ефективності екранів зубцево-пазової конструкції статорів турбогенераторів. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 46. С. 34–42.

УДК 621.313.322

О.Г. Кенсицкий¹, докт. техн. наук, **В.А. Крамарский²**, канд. техн. наук, **К.А. Кобзарь³**, канд. техн. наук, **Д.И. Хвалин⁴**, асп.

1, 2, 4 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна,

3 – Государственное предприятие «Завод «Электротяжмаш»,
пр. Московский, 299, г. Харьков, 61089, Украина

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ КОНСТРУКЦИЙ ТОРЦЕВОЙ ЗОНЫ СЕРДЕЧНИКА СТАТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА

Для ряда вариантов конструкции торцевой зоны сердечника статора мощного турбогенератора с помощью квазитрёхмерной математической модели получено распределение магнитной индукции и температуры в элементах в режиме потребления реактивной мощности с учётом анизотропии и насыщения сердечника статора. По критерию минимума максимальной и средней температуры в элементах конструкции проведён сравнительный анализ эффективности этих вариантов. Библ. 11, рис. 11, таблица.

Ключевые слова: турбогенератор, торцевая зона, крайние пакеты сердечника статора, температура.

O.G. Kensytskiy¹, V.A. Kramarskiy², K.O. Kobzar³, D.I. Hvalin⁴

1, 2, 4 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine,

3 – State enterprise «Plant «Electrowazhmash»,
pr. Moskovskiy, 299, Kharkiv, 61089 Ukraine

STUDY OF EFFICIENCY THE DESIGN OF A STATOR CORE END ZONE OF TURBOGENERATOR

Taking into account the anisotropy and saturation stator core with help a quasi-three dimensional mathematical model for a number of variants the design of a stator core end zone of powerful turbogenerator on the conditions of reactive

power consumption the distribution of magnetic induction and temperature in elements is obtained. By the criterion of decreasing the maximum and average temperature in the construction elements a comparative analysis of efficiency for these variants is made. References 11, figures 11, table.

Key words: turbogenerator, end zone, stator core extreme packet, temperature.

1. Alekseev B.A., Mamikonyants L.G., Polyakov F.A., Shakaryan Yu.G. Electric machines problems on the SIGRE session. *Elektrichestvo*. 2009. № 3. P. 60–67. (Rus)
2. Smorodin V.I., Kramarskiy V.A., Kuzmin V.V., Cheremisov I.Ya. Untraditional execution conception of turbogenerator stator with complete air execution butt-end area. *Tekhnichna elektrodynamika*. 1991. № 2. P. 47–50. (Rus)
3. Stephan C.-E., Baer J., Zimmerman H., Neidhofer G., Egil R. New air-cooled turbogenerator in the 300-MVA class. *ABB Review*, 1/1996. P. 20–28.
4. Kentsytskiy O.H., Khvalin D.I. The End Zone Turbogenerator Electromagnetic Field for Changes the Reactive Load. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. № 1. P. 62–68. (Ukr)
5. Comsol Multiphysics modeling and simulation software. <http://www.comsol.com/>
6. Fujita M., Ueda T., Tokumasu T. Eddy current analysis in the stator end structures of large capacity turbine generators. *International Conference on Electrical Machines and Systems*, November, 2009, Tokyo, Japan. P. 1–6.
7. Postnikov I.M., Stanislavskiy L.Ya., Schastliviy G.G. Electromagnetic and thermal processes are in end parts of powerful turbogenerators. Kyev: Naukova dumka, 1971. 360 p. (Rus)
8. Schastliviy G.G., Fedorenko G.M., Vyigovskiy V.I. Turbo- and hyidrogenators at the variable load-graphs. Kyev: Naukova dumka, 1985. 208 p. (Rus)
9. Patent 99571 Ukraine IPK H02K 5/04. Electric machine stator / Kramarskiy V.A., Cheremisov I.Ia., Tytko O.I., Hruboi O.P., Penskiy V.F., Minko O.M. № u 2014 14220; declared 31.12.2014; published 10.06.2015, bulletin № 11. (Ukr)
10. Patent 111154 Ukraine IPK H02K 3/42. Alternating current electric machine stator core / Tytko O.I., bulletin K.O., Khvalin D.I. № u 2015 1257 declared 21.12.2015; published 10.11.2016, Бюл. № 21. (Ukr)
11. Tytko O.I., Myshastyi M.D., Voronin A.I., Khvalin D.I. Experimental researches of efficiency of screens tooth-slot turbogenerators stator constructions. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2017. № 46. P. 34–42. (Ukr)

Надійшла 26.03.2018

Received 26.03.2018

УДК 621.3

АНАЛІТИЧНЕ ВИЗНАЧЕННЯ ГЕОМЕТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ОБВІДНОЇ ПОЛЮСІВ РОТОРА ГІДРОГЕНЕРАТОРА ЗА ДАНИМИ СЕНСОРІВ ПОВІТРЯНОГО ЗАЗОРУ

Є.О. Зайцев, канд. техн. наук, **А.С. Левицький**, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03680, Україна
e-mail: ZaitsevIO@nas.gov.ua

Розроблено математичні моделі, що можуть бути використані для реалізації програмно-математичного забезпечення систем технічної діагностики гідрогенераторів при визначенні деяких механічних дефектів потужних генераторів. Розглянуто способи аналітичного визначення параметрів спотворення обвідної полюсів ротора гідрогенератора. Для визначення використано дані про величини повітряних зазорів між кожним полюсом ротора і розточенням осердя статора від системи сенсорів повітряного зазору, розміщених на розточенні осердя. Визначено математичні залежності, що характеризують спотворення обвідної полюсів ротора гідрогенератора. Запропоновано використання методу найменших квадратів для визначення центра обвідної полюсів ротора. Показано, що за цього методу визначення центра змінюється вплив розкиду радіальних розмірів полюсів ротора. Встановлено аналітичні залежності для визначення центра обвідної полюсів ротора як за умови наявності, так і за умови відсутності нерівномірності повітряного зазору між статором і ротором, спричиненої розкидом радіальних розмірів полюсів ротора. Аналітично встановлені параметри обвідної ротора можуть бути використані для побудови траєкторії (годограф) руху центра ротора та у процесі визначення ступеня ексцентриситету ротора. Бібл. 21.

Ключові слова: гідрогенератор, ротор, форма обвідної, вимірювання, годограф, метод найменших квадратів, обід, обвідна.

Забезпечення безперебійної роботи потужних гідрогенераторів неможливе без своєчасного виявлення дефектів, що можуть виникати при його експлуатації. Так, для своєчасного виявлення механічних дефектів перспективним є аналіз контрольно-діагностичних параметрів, відхилення яких від норми супроводжується зміною фізичних процесів у вузлах гідрогенератора і є характеристикою його технічного стану [1, 2]. Забезпечення ідентифікації дефекту в динамічному режимі (на працюючій машині) на ранній стадії їх зародження та розвитку дає змогу своєчасно усунути або мінімізувати вплив дефекту на ефективність роботи гідрогенератора, значно збільшити реальний ресурс роботи, зменшити собівартість виробленої електроенергії за рахунок переходу від планового обслуговування до обслуговування за потребою, а також мінімізувати збитки, пов'язані з усуванням пошкоджень.

Одним з таких параметрів, що відіграє важливу роль під час експлуатації гідрогенератора, є стан ротора та його геометричних параметрів, таких як форма обвідної полюсів ротора та розташування осі обертання ротора відносно геометричної осі розточення статора (розцентрування). Форма ротора може змінюватися у випадках його деформації та у інших випадках. Зміна форми ротора призводить до виникнення низькочастотних електромагнітних сил, які породжують низькочастотні вібрації статора та опорних конструкцій, призводять до появи биття вала; породжують підвищене нагрівання та руйнацію підшипників. Все це може призвести до аварійних ситуацій [3]. У зв'язку з чим своєчасна ідентифікація форми ротора є досить доцільною для оцінки його експлуатаційного стану. Така оцінка досягається при застосуванні комп'ютеризованих інформаційно-вимірювальних систем зі спеціалізованим програмно-математичним забезпеченням і сенсорами повітряного зазору між статором та ротором, пристосованими до умов експлуатації і конструктивних особливостей зони контролю [4]. Вимірювачі зазору з такими сенсорами можуть бути легко адаптовані до застосування в існуючих системах технічної діагностики потужних генераторів.

Як первинні перетворювачі для ідентифікації стану ротора гідрогенератора пропонується використовувати ємнісні сенсори повітряного зазору [5-10], які можуть бути складовою частиною гібридних електронно-оптичних вимірювачів (ГЕОВ) [11, 12]. У цьому випадку отримані дані величин зазору можуть бути використані при визначенні спотворення форми обвідної полюсів ротора та положення її центра. Як зазначено в [13, 14], зазвичай ємнісні сенсори повітряного зазору стаціонарно встановлюються на розточенні осердя статора в площинах (з обох сторін осердя), перпендикулярних до осі розточення в кількості від 2 до 12 штук (залежно від діаметра розточення). У випадку двох сенсорів вони встановлюються на кутовій відстані 90° між ними.

Метою статті є розробка математичних моделей, які можуть бути використані при створенні алгоритмів роботи програмно-математичного забезпечення для визначення спотворення обвідної полюсів ротора та її центра за результатами вимірювання повітряного зазору між ротором та статором.

Реалізацію програмно-математичних засобів проведемо з урахуванням таких припущень:

- 1) всі дефекти, крім тих, що розглядаються у відповідній моделі, відсутні;
- 2) кутова відстань між середніми лініями всіх суміжних полюсів ротора однакова;
- 3) розточення статора є ідеальним колом;

4) вимірювання повітряного зазору здійснюється всіма сенсорами одночасно на момент проходження під кожним із них середньої лінії відповідного полюса ротора;

5) сумарна нерівномірність повітряного зазору гідрогенератора відповідно до [15] є не більше 10 % від номінального значення зазору та спричинена розкидом радіальних розмірів полюсів ротора.

Форма обвідної полюсів ротора з використанням ряду Фур'є та показів, отриманих від ємнісних вимірювачів зазору, може бути описана виразом [16]

$$d_{VZ\ i} = d_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (e_k \cos \theta_i + r_k \sin \theta_i), \quad (1)$$

де $d_{VZ\ i}$ – значення зазору в точці з кутовою координатою θ_i ; $i = 1, 2, \dots, n$ – ціле число, n – но-

мер полюса, для якого відомо значення зазору; $k = 1, 2, \dots, \infty$ – ціле число; d_0 – середнє значення повітряного зазору за один оберт ротора; e_k, r_k – коефіцієнти, що визначають спотворення форми обвідної.

Для оцінки параметрів, що характеризують спотворення обвідної полюсів ротора, припустимо, що вираз (1) відображає кореляційний зв'язок між d_{VZ} , $e_k \cos \theta_i$, $r_k \sin \theta_i$. У цьому разі параметри, що входять до виразу (1), можна розглядати як коефіцієнти регресії і використовувати для їх обчислення метод найменших квадратів [17]. Для обчислення коефіцієнтів за умови симетричного розташування точок відносно центра точок, в яких вимірюється повітряний зазор, будемо мати

$$d_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N d_{VZ n}; \quad e_k = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N d_{VZ n} \cos k\theta_n; \quad r_k = \frac{2}{N} \sum_{n=1}^N d_{VZ n} \sin k\theta_n,$$

де N – кількість точок з кутовою координатою θ_n , для яких відомо значення $d_{VZ n}$.

У цьому випадку відхиленням форми обвідної полюсів ротора є ексцентриситет (зміщення геометричного центра обвідної полюсів ротора відносно осі обертання) і еліптичність обвідної полюсів ротора [16]. У зв'язку з цим можна обмежитися обчисленням перших двох коефіцієнтів e_1, e_2 і r_1, r_2 . При цьому у формулі (1) зберігаються лише перші три члени:

$$d_{VZ n} = d_0 + \varepsilon_{1p} \cos(\theta_n + \alpha_1) + \varepsilon_{2p} \sin(2\theta_n + \alpha_2), \quad (2)$$

де $\varepsilon_{1p} = \sqrt{e_1^2 + r_1^2}$ – ексцентриситет обвідної полюсів; $\alpha_1 = \arctan r_1/e_1$ – кут, який характеризує напрям ексцентриситету; $\varepsilon_{2p} = \sqrt{e_2^2 + r_2^2}$ – еліптичність обвідної полюсів; $\alpha_2 = \arctan r_2/e_2$ – кут, що характеризує напрям осей еліпса.

Іншим способом визначення спотворення форми обвідної полюсів ротора, який не залежить від симетричності розташування точок вимірювання, є застосування до отриманих даних від вимірювачів ГЕОВ повітряного зазору перетворення Гільберта [18]. У цьому разі форма обвідної полюсів ротора визначається як

$$d_{VZ i} = d_0 + e_k \sum_{i=1}^{2N} d_{VZ i} \sin(\theta_i) \operatorname{sgn}(1 + \operatorname{sgn}(-1)^i) - r_k \sum_{i=1}^{2N} d_{VZ i} \cos(\theta_i) \operatorname{sgn}(1 - \operatorname{sgn}(-1)^i). \quad (3)$$

Знаходження коефіцієнтів, що входять до виразу (3), проводиться аналогічно попередньому випадку. На основі розрахованих коефіцієнтів будується апроксимуюча крива другого порядку, що описує форму обвідної полюсів ротора.

Координати центра $O'(X'_0, Y'_0)$ апроксимуючої кривої для обвідної полюсів ротора визначаються з урахуванням значення ексцентриситету ε_{1p} , значення α_1 й значення початкових координат центра $O(X_0, Y_0)$ та за умови відсутності еліптичності $\varepsilon_{2p} \cong 0$ форма обвідної може бути описана за допомогою рівняння кола:

$$(X_n - X'_0)^2 + (Y_n - Y'_0)^2 = d_{VZ}^2. \quad (4)$$

Через те, що координати кожної точки, в яких вимірюється повітряний зазор, задовольняють умовам рівняння (4), можна скласти таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} (X_1 - X'_0)^2 + (Y_1 - Y'_0)^2 = d_{VZ}^2 \\ (X_2 - X'_0)^2 + (Y_2 - Y'_0)^2 = d_{VZ}^2 \\ (X_3 - X'_0)^2 + (Y_3 - Y'_0)^2 = d_{VZ}^2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} (X_1 - X'_0)^2 + (Y_1 - Y'_0)^2 = (X_2 - X'_0)^2 + (Y_2 - Y'_0)^2 \\ (X_2 - X'_0)^2 + (Y_2 - Y'_0)^2 = (X_3 - X'_0)^2 + (Y_3 - Y'_0)^2 \\ (X_3 - X'_0)^2 + (Y_3 - Y'_0)^2 = (X_1 - X'_0)^2 + (Y_1 - Y'_0)^2 \end{cases}, \quad (5)$$

де $d_{VZ 0}(X_1, Y_1)$, $d_{VZ N/3}(X_2, Y_2)$ та $d_{VZ 2N/3}(X_3, Y_3)$ – будь-які три рівно віддалені точки з масиву отриманих даних за один повний оберт ротора.

Третє рівняння в системі (5) є надлишковим і дублює умови перших двох рівнянь при обчисленнях, тому система (5) може бути записана як

$$\begin{cases} (X_1 - X'_0)^2 + (Y_1 - Y'_0)^2 = (X_2 - X'_0)^2 + (Y_2 - Y'_0)^2 \\ (X_2 - X'_0)^2 + (Y_2 - Y'_0)^2 = (X_3 - X'_0)^2 + (Y_3 - Y'_0)^2. \end{cases} \quad (6)$$

Вирішення системи рівнянь (6) дає змогу розрахувати координати центру $O'(X'_0, Y'_0)$ як

$$\begin{cases} X'_0 = -\frac{1}{2} \frac{Y_1(X_2^2 + Y_2^2 - X_3^2 - Y_3^2) + Y_2(X_3^2 + Y_3^2 - X_1^2 - Y_1^2) + Y_3(X_1^2 + Y_1^2 - X_2^2 - Y_2^2)}{X_1(Y_2 - Y_3) + X_2(Y_3 - Y_1) + X_3(Y_1 - Y_2)} \\ Y'_0 = \frac{1}{2} \frac{X_1(X_2^2 + Y_2^2 - X_3^2 - Y_3^2) + X_2(X_3^2 + Y_3^2 - X_1^2 - Y_1^2) + X_3(X_1^2 + Y_1^2 - X_2^2 - Y_2^2)}{X_1(Y_2 - Y_3) + X_2(Y_3 - Y_1) + X_3(Y_1 - Y_2)}. \end{cases} \quad (7)$$

З метою спрощення запису і забезпечення компактності введемо нові змінні:

$$\begin{aligned} a_c &= X_2 - X_1; \quad b_c = Y_2 - Y_1; \quad c_c = X_3 - X_1; \quad d_c = Y_3 - Y_1; \\ e_c &= a_c(X_1 + X_2) + b_c(Y_1 + Y_2); \quad f_c = c_c(X_1 + X_3) + d_c(Y_1 + Y_3); \\ g_c &= 2(a_c(Y_3 - Y_2) - b_c(X_3 - X_2)). \end{aligned}$$

Тоді для виразу (7) за умови $g_c \neq 0$ отримаємо

$$\begin{cases} X'_0 = (d_c e_c - b_c f_c) / g_c \\ Y'_0 = (a_c f_c - c_c e_c) / g_c, \end{cases} \quad (8)$$

за умови $g_c = 0$ обчислення за формулою (8) не виконуються, оскільки одна з трьох точок або всі є хибними результатами вимірювання повітряного зазору.

За умови наявності еліптичності $\varepsilon_{2p} \neq 0$ форма обвідної описується за допомогою рівняння еліпса

$$\frac{(X_n - X'_0)^2}{a_e^2} + \frac{(Y_n - Y'_0)^2}{b_e^2} = 1, \quad (9)$$

де a_e – велика напіввісь еліпса; b_e – мала напіввісь еліпса.

Для знаходження координат центра $O(X_0, Y_0)$ приведемо рівняння еліпса (9) до його канонічного вигляду, для цього виділимо повні квадрати за змінними X_n та Y_n :

$$\begin{aligned} a_e^2 b_e^2 - b_e^2 (X_n - X'_0)^2 - a_e^2 (Y_n - Y'_0)^2 &= 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow a_e^2 b_e^2 - b_e^2 (X_n^2 - 2X_n X'_0 + X_0'^2) - a_e^2 (Y_n^2 - 2Y_n Y'_0 + Y_0'^2) &= 0 \Rightarrow \\ \Rightarrow a_e^2 b_e^2 - b_e^2 X_n^2 + 2b_e^2 X_n X'_0 - b_e^2 X_0'^2 - a_e^2 Y_n^2 + 2a_e^2 Y_n Y'_0 - a_e^2 Y_0'^2 &= 0 \\ \Rightarrow a^2 b^2 - b^2 X_n^2 + 2b^2 X_n X'_0 - b^2 X_0'^2 - a^2 Y_n^2 + 2a^2 Y_n Y'_0 - a^2 Y_0'^2 &= 0. \end{aligned} \quad (10)$$

З метою спрощення запису і забезпечення загально прийнятого канонічного вигляду для кривих другого порядку виразу (10) введемо нові змінні:

$$\begin{aligned} d_e &= -(2a_e X'_0 + b_e Y'_0); \\ e_e &= -(2c_e Y'_0 + b_e X'_0); \\ f_e &= a_e X_0'^2 + b_e X_0' Y_0' + c_e Y_0'^2 + 1. \end{aligned} \quad (11)$$

Тоді вираз (10) з урахуванням (11) запишеться як

$$a_e (X_n - X'_0)^2 + b_e (X_n - X'_0)(Y_n - Y'_0) + c_e (Y_n - Y'_0)^2 - f_e = 0. \quad (12)$$

Через те, що координати кожної точки, в яких вимірюється повітряний зазор, задовольняють умовам рівняння (12), можна скласти таку систему рівнянь:

$$\begin{cases} a_e (X_1 - X'_0)^2 + b_e (X_1 - X'_0)(Y_1 - Y'_0) + c_e (Y_1 - Y'_0) - f_e = 0 \\ a_e (X_2 - X'_0)^2 + b_e (X_2 - X'_0)(Y_2 - Y'_0) + c_e (Y_2 - Y'_0) - f_e = 0 \\ a_e (X_3 - X'_0)^2 + b_e (X_3 - X'_0)(Y_3 - Y'_0) + c_e (Y_3 - Y'_0) - f_e = 0 \\ a_e (X_4 - X'_0)^2 + b_e (X_4 - X'_0)(Y_4 - Y'_0) + c_e (Y_4 - Y'_0) - f_e = 0 \\ a_e (X_5 - X'_0)^2 + b_e (X_5 - X'_0)(Y_5 - Y'_0) + c_e (Y_5 - Y'_0) - f_e = 0 \\ a_e (X_6 - X'_0)^2 + b_e (X_6 - X'_0)(Y_6 - Y'_0) + c_e (Y_6 - Y'_0) - f_e = 0, \end{cases} \quad (13)$$

де $d_{VZ0}(X_1, Y_1)$, $d_{VZ N/6}(X_2, Y_2)$, $d_{VZ 2N/6}(X_3, Y_3)$, $d_{VZ 3N/6}(X_4, Y_4)$, $d_{VZ 4N/6}(X_5, Y_5)$ та $d_{VZ 5N/6}(X_6, Y_6)$ – будь-які шість рівно віддалених точки із масиву отриманих даних за один повний оберт ротора.

Вирішення системи рівнянь (13) з урахуванням (11) дає змогу розрахувати координати центра $O'(X'_0, Y'_0)$ як

$$\begin{cases} X'_0 = \frac{2c_e d_e - e_e}{b_e - 4a_e c_e} \\ Y'_0 = \frac{2a_e c_e - d_e}{b_e - 4a_e c_e}. \end{cases} \quad (14)$$

Визначивши координати центра за результатами вирішення систем рівнянь (8) або (14), враховуючи початкові координати центра $O(X_0, Y_0)$, можна визначити значення ексцентриситету ε та кута α , що його характеризує. Використовуючи знайдені значення, можна побудувати траєкторію (годограф) руху центра та визначити тип ексцентриситету.

Запропонований спосіб має переваги у швидкості розрахунків при визначенні обвідної полюсів ротора, але є залежним від значення нерівномірності радіальних розмірів полюсів ротора, що призводять до появи несиметричного розташування точок, а також від наявності пропущених та/або нульових значень повітряного зазору, отриманих від вимірювачів повітряного зазору. Для мінімізації впливу зазначених факторів та збільшення інформативності контролю доцільно використовувати метод найменших квадратів для знаходження рівняння, що апроксимує виміряні значення зазору дані при їх представленні в полярній системі координат. Необхідність застосування методу найменших квадратів здійснюється шляхом перевірки гіпотези щодо належності отриманих даних до даних, які відповідають початковому або обраному стану повітряного зазору. Така перевірка може бути здійснена, наприклад, за допомогою застосування критерію χ^2 Пірсона відповідно до методик, описаних у роботах [19-21].

У випадку виявлення наявності нерівномірності геометричних параметрів полюсів ротора (модуляційної функції $f_{mp}(\theta_n) \neq 0$) та відсутності еліптичності $\varepsilon_{2p} \cong 0$ задача пошуку центра вирішується шляхом використання методу найменших квадратів у разі використання рівняння для кола (4), заданого в канонічній формі:

$$f(X_n, Y_n) = X_n^2 + Y_n^2 - 2X_n X'_0 - 2Y_n Y'_0 + X_0'^2 + Y_0'^2 - d_{VZn}^2 = 0. \quad (15)$$

У цьому разі координати центра $O'(X'_0, Y'_0)$ зводяться до пошуку значень, що мінімізують функціонал

$$\sum_{n=1}^N [f(X_n, Y_n)]^2 \rightarrow \min. \quad (16)$$

Умова (16) має тільки один мінімум, який можна знайти шляхом вирішення такої системи диференціальних рівнянь для шуканих значень (X'_0, Y'_0, d_{VZ}) :

$$\begin{aligned}
& \begin{cases} \frac{\partial \sum_{n=1}^N [f(X_n, Y_n)]^2}{\partial X'_0} = 0 \\ \frac{\partial \sum_{n=1}^N [f(X_n, Y_n)]^2}{\partial Y'_0} = 0 \\ \frac{\partial \sum_{n=1}^N [f(X_n, Y_n)]^2}{\partial d_{VZn}} = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} 2 \sum_{n=1}^N [f(X_n, Y_n) \cdot \partial f(X_n, Y_n) / \partial X'_0] = 0 \\ 2 \sum_{n=1}^N [f(X_n, Y_n) \cdot \partial f(X_n, Y_n) / \partial Y'_0] = 0 \\ 2 \sum_{n=1}^N [f(X_n, Y_n) \cdot \partial f(X_n, Y_n) / \partial d_{VZn}] = 0 \end{cases} \\
& \Rightarrow \begin{cases} 2 \left(\sum_{n=1}^N X'_0 \cdot f(X_n, Y_n) - \sum_{n=1}^N X_n \cdot f(X_n, Y_n) \right) = 0 \\ 2 \left(\sum_{n=1}^N Y'_0 \cdot f(X_n, Y_n) - \sum_{n=1}^N Y_n \cdot f(X_n, Y_n) \right) = 0 \\ 2 \sum_{n=1}^N d_{VZn} \cdot f(X_n, Y_n) = 0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \sum_{n=1}^N X_n \cdot f(X_n, Y_n) = 0 \\ \sum_{n=1}^N Y_n \cdot f(X_n, Y_n) = 0 \\ \sum_{n=1}^N d_{VZn} \cdot f(X_n, Y_n) = 0. \end{cases} \quad (17)
\end{aligned}$$

Із урахуванням рівняння (15) для (17) будемо мати

$$\begin{aligned}
& \begin{cases} \sum_{n=1}^N (X_n^3 + X_n Y_n^2 - 2 X_n^2 X'_0 - 2 X_n Y_n Y'_0 + X_n X_0'^2 + X_n Y_0'^2 - X_n d_{VZn}^2) = 0 \\ \sum_{n=1}^N (X_n^2 Y_n + Y_n^3 - 2 X_n Y_n X'_0 - 2 Y_n^2 Y'_0 + Y_n X_0'^2 + Y_n Y_0'^2 + Y_n Y_0'^2 - Y_n d_{VZn}^2) = 0 \\ \sum_{n=1}^N (X_n^2 d_{VZn} + Y_n^2 d_{VZn} - 2 X_n X'_0 d_{VZn} - 2 Y_n Y'_0 d_{VZn} + X_0'^2 d_{VZn} + Y_0'^2 d_{VZn} - d_{VZn}^3) = 0 \end{cases} \Rightarrow \\
& \Rightarrow \begin{cases} \sum_{n=1}^N X_n^3 + \sum_{n=1}^N (X_n Y_n^2) - 2 X'_0 \cdot \sum_{n=1}^N X_n^2 - 2 Y'_0 \cdot \sum_{n=1}^N (X_n Y_n) + (X_0'^2 + Y_0'^2) \cdot \sum_{n=1}^N X_n - \sum_{n=1}^N (X_n d_{VZn}^2) = 0 \\ \sum_{n=1}^N (X_n^2 Y_n) + \sum_{n=1}^N Y_n^3 - 2 X'_0 \cdot \sum_{n=1}^N (X_n Y_n) - 2 Y'_0 \cdot \sum_{n=1}^N Y_n^2 + (X_0'^2 + Y_0'^2) \cdot \sum_{n=1}^N Y_n - \sum_{n=1}^N (Y_n d_{VZn}^2) = 0 \\ (X_0'^2 + Y_0'^2) = \frac{1}{N} \left(\sum_{n=1}^N d_{VZn}^2 - \sum_{n=1}^N X_n^2 - \sum_{n=1}^N Y_n^2 + 2 X'_0 \cdot \sum_{n=1}^N X_n + 2 Y'_0 \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \right). \end{cases} \quad (18)
\end{aligned}$$

Використовуючи третє рівняння системи (18) для пошуку невідомих та скориставшись тим, що вираз (15) задає кореляційний зв'язок між (X_n, Y_n, d_{VZ}) , матимемо таку систему рівнянь:

$$\begin{aligned}
& \begin{cases} \sum_{n=1}^N X_n^3 + \sum_{n=1}^N (X_n Y_n^2) - 2 X'_0 \cdot \sum_{n=1}^N X_n^2 - 2 Y'_0 \cdot \sum_{n=1}^N (X_n Y_n) + \\ + \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N X_n \cdot \left(\sum_{n=1}^N d_{VZn}^2 - \sum_{n=1}^N X_n^2 - \sum_{n=1}^N Y_n^2 + 2 X'_0 \cdot \sum_{n=1}^N X_n + 2 Y'_0 \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \right) - \sum_{n=1}^N (X_n d_{VZn}^2) = 0 \\ \sum_{n=1}^N (X_n^2 Y_n) + \sum_{n=1}^N Y_n^3 - 2 X'_0 \cdot \sum_{n=1}^N (X_n Y_n) - 2 Y'_0 \cdot \sum_{n=1}^N Y_n^2 + \\ + \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \cdot \left(\sum_{n=1}^N d_{VZn}^2 - \sum_{n=1}^N X_n^2 - \sum_{n=1}^N Y_n^2 + 2 X'_0 \cdot \sum_{n=1}^N X_n + 2 Y'_0 \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \right) - \sum_{n=1}^N (Y_n d_{VZn}^2) = 0 \end{cases} \Rightarrow \\
& \Rightarrow \begin{cases} \sum_{n=1}^N X_n^3 + \sum_{n=1}^N (X_n Y_n^2) - \sum_{n=1}^N (X_n d_{VZn}^2) + \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N X_n \cdot \left(\sum_{n=1}^N d_{VZn}^2 - \sum_{n=1}^N X_n^2 - \sum_{n=1}^N Y_n^2 \right) - \\ - 2 X'_0 \cdot \left(\sum_{n=1}^N X_n^2 - \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=1}^N X_n \cdot \sum_{n=1}^N X_n \right) - 2 Y'_0 \cdot \left(\sum_{n=1}^N (X_n Y_n) - \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \cdot \sum_{n=1}^N X_n \right) = 0 \\ \sum_{n=1}^N Y_n^3 + \sum_{n=1}^N (X_n^2 Y_n) - \sum_{n=1}^N (Y_n d_{VZn}^2) + \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \cdot \left(\sum_{n=1}^N d_{VZn}^2 - \sum_{n=1}^N X_n^2 - \sum_{n=1}^N Y_n^2 \right) - \\ - 2 X'_0 \cdot \left(\sum_{n=1}^N (X_n Y_n) - \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N X_n \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \right) - 2 Y'_0 \cdot \left(\sum_{n=1}^N Y_n^2 - \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \right) = 0. \end{cases} \quad (19)
\end{aligned}$$

З метою спрощення запису системи рівнянь (19) введемо нові змінні:

$$\begin{aligned} a_{CSM1} &= \sum_{n=1}^N X_n^2 - \frac{2}{N} \cdot \sum_{n=1}^N X_n \cdot \sum_{n=1}^N X_n; & a_{CSM2} &= \sum_{n=1}^N (X_n Y_n) - \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N X_n \cdot \sum_{n=1}^N Y_n; \\ b_{CSM1} &= \sum_{n=1}^N (X_n Y_n) - \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \cdot \sum_{n=1}^N X_n; & b_{CSM2} &= \sum_{n=1}^N Y_n^2 - \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \cdot \sum_{n=1}^N Y_n; \\ c_{CSM1} &= \sum_{n=1}^N X_n^3 + \sum_{n=1}^N (X_n Y_n^2) - \sum_{n=1}^N (X_n d_{VZn}^2) + \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N X_n \left(\sum_{n=1}^N d_{VZn}^2 - \sum_{n=1}^N X_n^2 - \sum_{n=1}^N Y_n^2 \right); \\ c_{CSM2} &= \sum_{n=1}^N Y_n^3 + \sum_{n=1}^N (X_n^2 Y_n) - \sum_{n=1}^N (Y_n d_{VZn}^2) + \frac{1}{N} \cdot \sum_{n=1}^N Y_n \left(\sum_{n=1}^N d_{VZn}^2 - \sum_{n=1}^N X_n^2 - \sum_{n=1}^N Y_n^2 \right), \end{aligned}$$

тоді

$$\begin{cases} 2X'_0 \cdot a_{CSM1} + 2Y'_0 \cdot b_{CSM1} = c_{CSM1} \\ 2X'_0 \cdot a_{CSM2} + 2Y'_0 \cdot b_{CSM2} = c_{CSM2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} X'_0 = \frac{b_{CSM1} \cdot c_{CSM2} - b_{CSM2} \cdot c_{CSM1}}{2(a_{CSM1} \cdot b_{CSM2} - a_{CSM2} \cdot b_{CSM1})} \\ Y'_0 = \frac{a_{CSM1} \cdot c_{CSM2} - a_{CSM2} \cdot c_{CSM1}}{2(a_{CSM1} \cdot b_{CSM2} - a_{CSM2} \cdot b_{CSM1})} \end{cases} \quad (20)$$

Визначаючи координати центра за результатами вирішення систем рівнянь (20) та враховуючи початкові координати центра $O(X_0, Y_0)$, можна визначити значення ексцентриситету ε та кута α , що його характеризує за наявності модуляційної функції $f_{mp}(\theta_n)$. Як і в минулому випадку використовуючи знайдені значення, можливо будувати траєкторію (годограф) руху центра та визначати тип ексцентриситету.

У випадку виявлення наявності нерівномірності геометричних параметрів полюсів ротора (модуляційної функції $f_{mp}(\theta_n) \neq 0$) та еліптичності $\varepsilon_{2p} \neq 0$ задача пошуку центра вирішується шляхом використання методу найменших квадратів для моделі еліпса, заданого його канонічним рівнянням (10), виконується аналогічно розглянутому випадку із рівнянням для кола, що описує форму ротора.

Висновки:

1. Отримано результати для аналітичного визначення параметрів форми обвідної полюсів ротора гідрогенератора та її просторових параметрів, ступінь ексцентриситету ротора та його параметрів.
2. Для визначення параметрів обвідної використано дані про величини повітряних зазорів між ротором і статором, отримані від системи вимірювачів, встановлених на розточенні осердя статора.
3. Отримані результати можуть бути використані при розробці програмно-математичного забезпечення в системах контролю та діагностики гідрогенераторів.

1. Левицький А.С., Зайцев Є.О., Кромплас Б.А. Визначення функції перетворення ємнісного сенсора повітряного зазору в гідрогенераторі СГК 538/160-70М. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. Київ, 2016. Вип. 43. С. 134–137.
2. Бабак С.В., Мыслович М.В., Сысак Р.М. Статистическая диагностика электротехнического оборудования. Киев: ИЭД НАН Украины, 2015. 456 с.
3. Коваль А.А., Нецевский А.Б. Эксплуатационный контроль асимметрии магнитного поля в воздушном зазоре гидрогенератора. *Энергетика и электрификация*. Київ, 1984. № 2. С. 17–20.
4. Патент України на винахід UA 115924 C2, G01B 7/14, G01D 5/24. Ємнісний сенсор для вимірювання повітряного зазору в генераторах / Левицький А.С., Зайцев Є.О., Кромплас Б.А. – заявник Інститут електродинаміки НАН України. – № а 2016 03404; заявл. 01.04.2016; публ. 10.01.2018. – Бюл. № 1/2018.
5. Pollock G.B., Lyles I.F. Vertical hydraulic generators experience with dynamic air gap monitoring. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vancouver (Canada), 1992. Vol. 7, № 4. С. 680–668.
6. Левицький А.С., Федоренко Г.М., Грубой О.П. Контроль стану потужних гідро- та турбогенераторів за допомогою ємнісних вимірювачів параметрів механічних дефектів. Київ: Ін-т електродинаміки НАН України, 2011. 242 с.
7. Grišenko M. Air gap monitoring unit generator to advance vibration diagnostic procedure: Summary of the Doctoral Thesis: Summary of the Doctoral Thesis. Riga: RTU, 2015. 20 с.

8. Volkovas V., Mikalauskas R., Eidukeviciute M. Air gap measuring system for purpose of diagnostics and condition monitoring. *Thesis conference 3rd International Congress of Technical Diagnostics' 2004*. Poznan(POLAND), 2004. Vol. 30(2). С. 169–174.
9. Airgap sensors. Режим доступу: <http://www.mc-monitoring.com/sensors/airgap-sensors.html>. (дата звернення: 10.03.2018)
10. Air Gap Monitoring SA. Режим доступу: <http://pdf.directindustry.com/pdf/mc-monitoring/agt-525/163977-644798.html> (дата звернення: 10.03.2018)
11. Левицький А.С., Зайцев Є.О. Гібридні волоконно-оптичні вимірювачі контрольно-діагностичних параметрів гідрогенераторів. *Гідроенергетика України*. Київ, 2016. № 3-4. С. 32–33.
12. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Hybrid capacitive sensor for hydro- and turbo generator monitoring system. *Proceedings of the International conference on modern electrical and energy system (MEES-17)*. Kremenchuk (Ukraine), 2017. С. 288–291.
13. Зайцев Є.О., Левицький А.С., Кромпляс Б.А., Сидорчук В.Є. Розробка апаратно-програмного забезпечення системи контролю повітряного зазору гідрогенераторів. *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. Одеса, 2017. № 24(100). С.151–161.
14. Зайцев Е.А., Левицкий А.С., Сидорчук В.Е. Система контроля воздушного зазора гидрогенераторов. *Приборы и методы измерений*. Минск, 2017. Т.8, № 2. С. 122–130. DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130
15. СОУ-Н ЕЕ 20.302:2007. Норми випробування електрообладнання – Офіц. вид., наказ Мінпаливенерго 2007-01-15 г. №13. Київ: ОЕП «ГРИФРЕ»: Мін-во палива та енергетики України, 2007. 262 с.
16. Нецевский А.Б., Геллер Р.Л., Щетинин А.Д. Устранение асимметрии воздушного зазора в гидрогенераторе типа СВ 1340/50-96. *Электрические станции*. Москва, 1975. № 1. С. 45–48.
17. Зайцев Е.А., Сидорчук В.Е., Шпилька А.Н. Использование спектрального анализа методом Берга при построении программно-математического обеспечения оптических систем вибродиагностики. *Приборы и методы измерений*. Минск, 2016. Т. 7, № 2. С. 186–194. DOI: 10.21122/2220-9506-2016-7-2-186-194
18. Poularikas A.D. *The Transforms and Applications Handbook*. Boca Raton(USA):CRC Press LLC, 2000. 1233 с.
19. Мардиа К. Статистический анализ угловых наблюдений. Москва: Наука, 1978. 240 с.
20. Тюрин Ю.Н., Макаров А.А. Анализ данных на компьютере. Москва: ИНФРА-М, 2002. 528 с.
21. Большев Л. Н., Смирнов Н. В. Таблицы математической статистики. Москва: Наука, 1983. 416 с.

УДК 621.3

Е.А. Зайцев, канд. техн. наук, **А.С. Левицкий**, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев–57, 03680, Украина

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОГИБАЮЩЕЙ ПОЛЮСОВ РОТОРА ГИДРОГЕНЕРАТОРОВ ПО ДАННЫМ СЕНСОРОВ ВОЗДУШНОГО ЗАЗОРА

Разработаны математические модели, которые могут быть использованы для реализации программно-математического обеспечения систем технической диагностики гидрогенераторов при определении некоторых механических дефектов мощных генераторов. Рассмотрены способы аналитического определения параметров искажения огибающей полюсов ротора гидрогенератора. Для определения используются данные о величинах воздушных зазоров между каждым полюсом ротора и расточкой сердечника статора от системы сенсоров воздушного зазора, размещенных на расточке сердечника. Определены математические зависимости, характеризующие искажения огибающей полюсов ротора гидрогенератора. Предложено использование метода наименьших квадратов для определения центра обводной полюсов ротора. Показано, что при этом методе определения центра уменьшается влияние разброса радиальных размеров полюсов ротора. Установлены аналитические зависимости для определения центра обводной полюсов ротора как при наличии, так и при отсутствии неравномерности воздушного зазора между статором и ротором, вызванной разбросом радиальных размеров полюсов ротора. Аналитически установленные параметры огибающей ротора могут быть использованы для построения траектории (годографа) движения центра ротора и при определении степени эксцентриситета ротора. Библи. 21.

Ключевые слова: турбогенератор, сердечник статора, стяжная призма, усилие, измерение, трубчатый упругий элемент, функция преобразования, погрешность.

I.O. Zaitsev, A.S. Levytskyi,

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

ANALYTICAL DETERMINATION OF THE HYDROGENERATOR ROTOR ENVELOPE POLES GEOMETRICAL PARAMETERS BASED ON AIR GAP SENSORS SIGNALS

This paper are devoted to the development of mathematical models that can be used to implement software and software for the systems of technical diagnostics of hydrogenerators in determining mechanical defects of high-power generators based on data obtained from the sensor system installed on the bore of the stator core. Methods for the analyti-

cal determination of the distortion parameters of the envelope of the rotor of a hydrogenerator are considered. For the determination, data are used about the values of the air gaps between the rotor and the stator, measured with the aid of an air gap measuring system placed on the bore of the stator core. The mathematical dependences describing the distortions of the envelope of the rotor poles of the hydrogenerator are determined. The use of the method of least squares to determine the center of the rim of the rotor is proposed. It is shown that in this case the influence of the spread of the geometric parameters of the rotor poles on the determination of the center of the rotor rim is reduced. Analytical dependencies for determining the center of the rotor rim are established, provided that the component of the uneven air gap between the stator and the rotor is present and absent, caused by the scatter of geometrical parameters of the rotor poles. Analytically, the parameters of the envelope of the rotor can be used to plot the trajectory (hodograph) of the motion of the center of the rotor and in determining its degree of eccentricity. References 21.

Key words: turbogenerator, stator core, tightening prism, effort, cylindrical elastic sensor element, error, measurements, conversion function.

1. Levytskyi A.S., Zaitsev E.A., Kromplyas B.A. Determination of the response characteristic of the capacitive sensor of the air gap in the hydrogenerator ЦК 538/160-70М. Праці Інституту електродинаміки Національної Академії Наук України. Київ, 2016. Вип. 43. С. 134–137.
2. Babak SV, Myslowich MV, Sysak RM Statistical diagnostics of electrical equipment. Kyiv: IED NAS of Ukraine, 2015. 456 p.
3. Koval AA, Netseevsky AB Operational control of the asymmetry of the magnetic field in the air gap of the generator. *Power and electrification*. Kiev, 1984. № 2. P. 17–20.
4. Levytskyi A.S., Zaitsev E.A., Kromplyas B.A. "Capacitive sensor for measuring air gap in generators" Patent UA 115924 C2, G01B 7/14, G01D 5/24. Publ. 10.01.2018.
5. Pollock G.B., Lyles I.F. Vertical hydraulic generators experience with dynamic air gap monitoring. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. Vancouver (Canada), 1992. Vol. 7, № 4. C. 680–668.
6. Levitsky AS, Fedorenko GM, Gruba O.P. Control of the state of powerful hydro and turbogenerators by means of capacitive measuring instruments of mechanical defects parameters. Kyiv: Institute of Electrodynamics, NAS of Ukraine, 2011. 242 p.
7. Grišchenko M. Air gap monitoring unit generator to advance vibration diagnostic procedure: Summary of the Doctoral Thesis: Summary of the Doctoral Thesis. Riga: RTU, 2015. 20 p.
8. Volkovas V., Mikalauskas R., Eidukeviciute M. Air gap measuring system for purpose of diagnostics and condition monitoring. *Thesis conference 3rd International Congress of Technical Diagnostics' 2004*. Poznan (POLAND), 2004. Vol.30(2). P.169–174.
9. Airgap sensors. Access mode: <http://www.mc-monitoring.com> (Access data: 10.03.2018)
10. Air Gap Monitoring SA. Access mode: <http://pdf.directindustry.com/pdf/mc-monitoring/agt-525/163977-644798.html> (Access data: 10.03.2018)
11. Levytsky AS, Zaitsev I.O. Hybrid fiber-optic meters for control and diagnostic parameters of hydrogenerators. *Hydropower of Ukraine*. Kyiv, 2016. No. 3-4. P. 32–33.
12. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Kromplyas B.A. Hybrid capacitive sensor for hydro- and turbo generator monitoring system. *Proceedings of the International conference on modern electrical and energy system (MEES-17)*. Kremenchuk (Ukraine), 2017. P. 288-291.
13. Zaitsev O.I., Levytskyi A. S., Kromplyas B. A., Sydorchuk V.I. Development of the hardware and software solution for system of control air gap in the hydrogenerators. *Electrotechnic and computer systems*. Odesa, 2017. №24(100). P.151–161.
14. Zaitsev I.O., Levytskyi A.S., Sydorchuk V.E. Air gap control system for hydrogenerators. *Devices and Methods of Measurements*. Minsk, 2017. Vol.8, № 2. P. 122–130. DOI: 10.21122/2220-9506-2017-8-2-122-130
15. COY-H EE 20.302: 2007. Standards for testing electrical equipment - Officer. Kind., the order of the Ministry of Fuel and Energy of 2007-01-15, No. 13. Kyiv: ORE "GRYFRE": Ministry of Fuel and Energy of Ukraine, 2007. 262 p.
16. Netseevsky AB, Heller RL, Shchetinin AD Elimination of asymmetry of the air gap in a hydro generator of the type SV 1340 / 50-96. *Electric stations*. Moscow, 1975. № 1. P. 45–48.
17. Zaitsev E.O., Sydorchuk V.E., Shpilka A.N. Application of the spectrum analysis with using Berg method to developed special software tools for optical vibration diagnostics system. *Devices and Methods of Measurements*. Minsk, 2016. Vol. 7, № 2. P. 186–194. DOI: 10.21122/2220-9506-2016-7-2-186-194
18. Poularikas A.D. The Transforms and Applications Handbook. Boca Raton: CRC Press, 2000. 1233 p.
19. Mardia K. Statistical analysis of angular observations. Moscow: Nauka, 1978. 240 p.
20. Tyurin Yu.N., Makarov A.A. Analyze data on the computer. Moscow: INFRA-M, 2002. 528 p.
21. Bolshev L.N., Smirnov N.V. Tables of mathematical statistics. Moscow: Nauka, 1983. 416 p.

Надійшла 25.05.2018

Received 25.05.2018

УДК 621.313

АКСІАЛЬНІ МАГНІТНІ СИЛИ ТОРЦЕВОГО ДУГОСТАТОРНОГО ДВИГУНА З ДИСКОВИМ БІМЕТАЛЕВИМ РОТОРОМ

Карлов О.М., канд. техн. наук, **Кондратенко І.П.**, чл.-кор. НАН України, **Крищук Р.С.**, канд. техн. наук, **Рашепкін А.П.**, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна,
e-mail: dep7ied@ukr.net

Розроблено аналітичний метод розрахунку осьових магнітних сил, що діють на ротор торцевого дугостаторного асинхронного двигуна (ТДАД) з біметалевим дисковим ротором з використанням тензора натягів Максвелла. Метод включає аналітичний розрахунок комплексного значення індукції між двома статорами з застосуванням компенсації пульсуючого магнітного поля. Розрахунок виконується як при заданих комплексних значеннях фазних струмів статорів, фазні обмотки яких вмикаються в електричну мережу послідовно, так і при заданих комплексних фазних напругах. На прикладі заданих конструктивних і режимних параметрів ТДАД визначено величину осьових сил, що діють на дисковий ротор. Аналітичний метод враховує нормальну до магнітопроводів складову магнітної індукції, тривимірний її розподіл в немагнітному проміжку, вплив ефекту витіснення струму в роторі, несиметричне розташування дискового ротора між двома статорами, взаємну індуктивність фаз двох статорів. Бібл. 7, рис. 6, табл. 2.

Ключові слова: торцевий дугостаторний двигун, біметалевий дисковий ротор, магнітні сили, метод розрахунку.

Вступ. На теплових електростанціях (ТЕС), де як паливо використовується кам'яне вугілля, застосовуються кульові барабанні млини. Це механізми, що здійснюють подрібнення кам'яного вугілля на дрібні частинки прямо перед камерою згорання шляхом обертання барабана, наповненого сталевими кулями. Для приведення млинів у дію застосовується електропривід з механічною зубчатою передачею обертового моменту від швидкохідного синхронного (рідше асинхронного) двигуна до обертового барабана. Оскільки потужність кульових барабанних млинів на електростанціях сягає до 2,5 МВт, то електропривід на зубчастій передачі має значні недоліки. Це, зокрема, зношення зубців шестерней, необхідність у регулюванні їх стикування та змащення, заміна механічних деталей, часті планові ремонти.

Відомий дугостаторний двигун для барабанних млинів [1], але його використання припинилось внаслідок проблеми значного одностороннього силового тяжіння між статором і ротором. Тому кульові барабанні млини ТЕС потужністю у кілька мегават й досі комплектуються електроприводом на механічній передачі й створення нового безредукторного електроприводу, який буде позбавлений головних недоліків існуючих, є актуальною задачею.

Запропоновано торцевий дугостаторний асинхронний двигун (ТДАД) для кульових барабанних млинів з масивним дисковим ротором. У статтях [2, 3] розглядається метод розрахунку магнітного поля і енергетичних характеристик такого двигуна з дво- та одношаровою компенсованою обмотками з урахуванням товщинного крайового ефекту. В цій статті представлено аналітичний розрахунок магнітних сил в ТДАД з двошаровою обмоткою і біметалевим ротором (феромагнітний диск, що вкритий шаром електропровідного немагнітного металу), який розміщений у зазорі між статорами.

Метою роботи є визначення аналітичних виразів для розрахунку осьової магнітної сили, що діє на дисковий біметалевий ротор торцевого дугостаторного асинхронного двигуна при асиметричному положенні ротора в зазорі.

На рис. 1 представлено модель ТДАД, де позначено: 1, 5 – повітряні проміжки; 2, 4 – електропровідне покриття ротора; 3 – феромагнітний матеріал ротора. Модель двигуна побудована на таких припущеннях [2, 3]: внутрішній та зовнішній радіуси магнітопроводів статора розширені до розмірів ротора (r_3 та r_4); за межами зазору між статорами магнітне поле дорівнює нулю; дуговий статор двигуна моделюється шляхом розміщення обмотки лише на певній частині замкнутого по всьому колу магнітопроводу статора (на рисунку для прикладу позначено $2r\varphi_\tau$, де φ_τ – полюсний кут, p – число пар полюсів двигуна).

Магнітопроводи без пазів. Струми кожного пазу розміщені на поверхні магнітопроводу у вигляді нескінченно тонких шарів, а струми лобових частин зосереджуються на радіусах r_1 та r_2 . У модельному представленні радіуси r_1 та r_2 розміщені ширше від реальних розмірів магнітопроводу статора на величину немагнітного проміжку між статором та ротором [3]. Для аналітичного задання струмів використані дельта-функції Дірака.

Ротор масивний, феромагнітний і покритий немагнітним металом, наприклад, міддю. Приймається, що в реальній машині, яка моделюється, лобові частини обмотки статора не виступають за межі ротора по радіальній координаті.

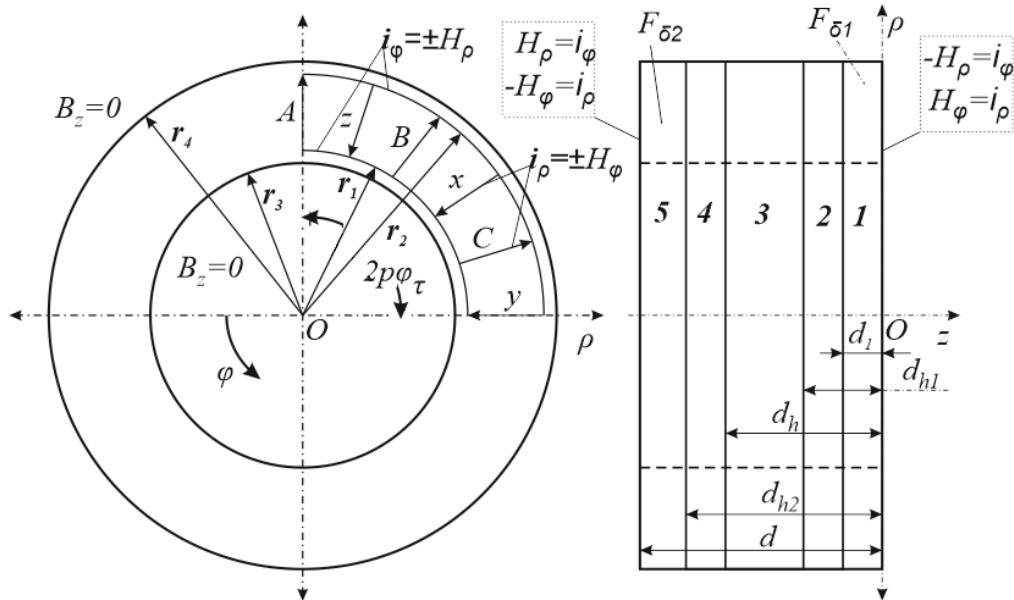


Рис. 1

У разі використання ТДАД на кульових барабанних млинах, радіус яких сягає двох метрів і більше, дисковий ротор може зміщуватися в бік одного зі статорів у межах зазору. Очевидно, що при несиметричному розміщенні дискового ротора ($d_1 \neq d - d_{h2}$) рівень магнітного поля в повітряних проміжках буде відрізнятися й на нього буде діяти сила магнітного поля.

В електромагнітному полі сила, що діє на замкнену поверхню об'ємного тіла, зовнішня нормаль якої спрямована по $\vec{k}$, визначається через тензор натягів Максвелла T_k [6, с.124]:

$$\mathbf{F} = \oint_S \mathbf{T}_k dS. \quad (1)$$

Введено умову, що дисковий ротор ідеально рівний, без викривлень, розміщений в зазорі несиметрично. Тоді з боку кожного повітряного проміжку на поверхню дискового ротора $\rho O \varphi$ діє осьова складова сили магнітного поля

$$F_z = \oint_S T_{zz} dS, \quad (2)$$

де T_{zz} – осьова складова тензора натягів Максвелла магнітного поля в напрямку осі z [6, с.316],

$$T_{zz} = \mu_0 \left(H_z^2 - \frac{\mathbf{H}^2}{2} \right) = \frac{1}{2\mu_0} (B_z^2 - B_\varphi^2 - B_\rho^2), \quad (3)$$

де μ_0 – магнітна проникність повітряного проміжку; $\mathbf{H}$ – напруженість магнітного поля; H_z – осьова складова напруженості магнітного поля; B_z , B_φ , B_ρ – відповідно осьова, азимутальна та радіальна складові індукції магнітного поля. Також рівняння (2), (3) можна отримати з узагальненої формули [5, с.100]

$$\mathbf{F} = \mu_0 \oint_S \left(\mathbf{H}(\vec{k}\mathbf{H}) - \frac{1}{2} \mathbf{H}^2 \vec{k} \right) dS. \quad (4)$$

Введемо умову, що середовище з двигуном знаходиться в механічній та тепловій рівновазі. В такому разі слід проводити інтегрування за будь-якою замкненою поверхнею, що охоплює дисковий ротор [5, с.100].

У дисковому роторі є дві активні поверхні $\rho O \varphi$: при $z = -d_1$ та $z = -d_{h2}$ (рис. 1) з протилежно спрямованими нормаллями за координатою z . Сила, що діє на дисковий ротор, знаходиться як сума сил (2), що діють з боку повітряних проміжків на кожну поверхню диска, обмежену $(-\pi; \pi)$ та $(r_3; r_4)$, і дорівнює силі, яка діє на поверхню магнітопроводів статора з протилежним знаком:

$$F_z = F_{\delta 1} + F_{\delta 2} = \frac{1}{2\mu_0} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{r_3}^{r_4} \left(B_z^2|_0 - B_{\varphi}^2|_0 - B_{\rho}^2|_0 - B_z^2|_{-d} + B_{\varphi}^2|_{-d} + B_{\rho}^2|_{-d} \right) \rho d\varphi d\rho, \quad (5)$$

де $B_z|_0$ та $B_z|_{-d}$ – комплексні значення осьової складової індукції магнітного поля відповідно на поверхні правого (при $z = 0$) та лівого (при $z = -d$) статорів.

Якщо статори ТДАД виконані однаковими, розміщені симетрично й вмикаються в мережу живлення послідовно, тобто струми статорів однакові, то складові індукції магнітного поля B_{φ} та B_{ρ} на поверхнях магнітопроводів рівні. Тому осьова складова сили набуває вигляду

$$F_z = \frac{1}{2\mu_0} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{r_3}^{r_4} \left(B_z^2|_0 - B_z^2|_{-d} \right) \rho d\varphi d\rho. \quad (6)$$

Оскільки в (6) осьова складова індукції в зазорі є гармонічною функцією в часі $B_z = B_{zm} e^{i\omega t}$, то усереднене в часі значення квадрату індукції розраховується за формулою [5, с.285]

$$B_z^2 = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \{ B_z B_z^* \} = \frac{1}{2} B_z B_z^*, \quad (7)$$

де $(\dots)^*$ позначає комплексно спряжену величину. Кінцева формула для розрахунку усередненої в часі осьової сили, що діє на ротор, запишеться таким чином:

$$F_z = \frac{1}{4\mu_0} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{r_3}^{r_4} \rho \left(B_z|_0 B_z^*|_0 - B_z|_{-d} B_z^*|_{-d} \right) d\varphi d\rho. \quad (8)$$

Повна сила, усереднена в часі, що діє на один із статорів, наприклад на правий статор (рис. 1), визначається таким чином:

$$F_{\delta 1} = \frac{1}{4\mu_0} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{r_3}^{r_4} \rho \left(B_z|_0 B_z^*|_0 \right) d\varphi d\rho. \quad (9)$$

Для визначення сил скористаємось для (8) і (9) розподілом комплексного амплітудного значення магнітного поля ТДАД, що представлено в [1, 2]:

$$B_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \tilde{B}_z e^{-in\varphi} \left(Y_n(\lambda_{n\eta} r_4) J_n(\lambda_{n\eta} \rho) - J_n(\lambda_{n\eta} r_4) Y_n(\lambda_{n\eta} \rho) \right). \quad (10)$$

Тут n, η – параметри інтегральних перетворень [2]; $J_n(\dots), Y_n(\dots)$ – функції Бесселя першого та другого роду; $\tilde{B}_z$ – перетворене значення індукції для повітряного проміжку на поверхні статора після виконання інтегральних перетворень.

Для того, щоб розрахувати силу при заданій напрузі, необхідно скористатися параметрами, представленими в [3], – головні комплексні опори власної та взаємної індуктивності. Тобто імпеданс, у реальну частину якого не входить комплексний опір обмоток статора. Знаючи імпеданс, комплексні опори обмоток статорів, які знаходяться за відомими в теорії електричних машин формулами, та величину підведеної напруги, виконується пошук струмів у кожній фазі, які потім використовуються для розрахунку магнітного поля, що в свою чергу використовується для розрахунку магнітних сил у повітряних проміжках.

У результаті інтегрування у виразах (8) та (9) з застосуванням (10), використовуючи для цього вирази прямих та обернених інтегральних перетворень [2], отримано наступний

вираз для розрахунку аксіальної сили, що діє на ротор, яка створює аксіальне навантаження на підшипники барабанного млина:

$$F_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \frac{J_n^2(\lambda_{n\eta}r_3) - J_n^2(\lambda_{n\eta}r_4)}{\pi\mu_0\lambda_{n\eta}^2 J_n^2(\lambda_{n\eta}r_3)} \left(\tilde{B}_z|_0 \tilde{B}_z^*|_0 - \tilde{B}_z|_{-d} \tilde{B}_z^*|_{-d} \right). \quad (11)$$

Сила натягу, яка діє в першому повітряному проміжку і створює аксіальне навантаження на правий статор (рис. 1):

$$F_{\delta 1} = - \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \frac{J_n^2(\lambda_{n\eta}r_3) - J_n^2(\lambda_{n\eta}r_4)}{\pi\mu_0\lambda_{n\eta}^2 J_n^2(\lambda_{n\eta}r_3)} \left(\tilde{B}_z|_0 \tilde{B}_z^*|_0 \right). \quad (12)$$

Сила, що діє в другому повітряному проміжку і створює аксіальне навантаження на лівий статор (рис. 1):

$$F_{\delta 2} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{\eta=1}^{\infty} \frac{J_n^2(\lambda_{n\eta}r_3) - J_n^2(\lambda_{n\eta}r_4)}{\pi\mu_0\lambda_{n\eta}^2 J_n^2(\lambda_{n\eta}r_3)} \left(\tilde{B}_z|_{-d} \tilde{B}_z^*|_{-d} \right). \quad (13)$$

Наведемо для прикладу розрахунок аксіальної магнітної сили на дисковий ротор, який розміщується між двома статорами. Відомо, що розміри барабана кульових барабаних млинів сягають двох метрів за радіусом. Для прикладу розрахунку магнітних сил у цій роботі вибрано внутрішній радіус ротора $r_3 = 2,0$ м. Внутрішній радіус статора вибирається, виходячи з радіального розміру ротора і виступу лобових частин обмотки за межі магнітопроводу статора. Якщо на виступи лобових частин виділити 0,2 м, то менший радіус статора буде $r_1 = 2,2$ м.

Радіальна ширина статора при проектуванні двигуна може бути обмежена технологічною можливістю встановлення на заданий кульовий барабаний млин та величиною аксіальних магнітних сил, які поки що невідомі. Припустимо, що зовнішній радіус дискового ротора технологічно обмежений величиною в $r_4 = 3,0$ м. Тоді з урахуванням виступу ротора за магнітопровід статора на 0,2 м для лобових частин маємо зовнішній радіус статора $r_2 = 2,8$ м.

Швидкість обертання барабанного млина складає 18,3 обертів на хвилину, що може бути забезпечено при живленні від частотного перетворювача. Виберемо відношення ширини статора до середнього полюсного поділку рівним 2:1. Кількість пар полюсів для кутового розкриття дугового статора рівним половині кола ($C_s = 1/2$) буде $p = 13$. Таким чином, при розрахунковому ковзанні $s = 0,08$ частота перетворювача має бути $f = 8,6$ Гц.

Відомо, що чим менший немагнітний проміжок між статором й ротором, тим кращими будуть енергетичні показники, оскільки буде менший магнітний опір зазору, більший $\cos \varphi$ та менші втрати в обмотці статора. Проте зменшення немагнітного проміжку обмежується, з одного боку, технологічними особливостями (запилення, викривлення ротора), а з другого – підвищенням рівня тепловиділень через появу вищих гармонік електромагнітного поля. Тут приймаємо, що повітряний проміжок становить $d_1 = d - d_{h2} = 0,005$ м.

Товщину немагнітного шару ротора для першого розрахунку обмежимо величиною $d_{h1} - d_1 = d_{h2} - d_h = 0,003$ м. У подальшому її можна уточнювати для досягнення задовільних енергетичних показників. Товщину феромагнітного матеріалу дискового ротора вибираємо з міркувань стійкості до викривлення від нагрівання. Обираємо його товщину $d_h - d_{h1} = 0,04$ м і задаємо електропровідність $\sigma_{Fe} = 2 \cdot 10^6$ См/м, відносну магнітну проникність $\mu_{rFe} = 300$. Електропровідність немагнітного матеріалу виберемо з урахуванням її можливого нагрівання, що при середній за довжиною ротора температурі 120°C для міді складає $\sigma_{Cu} = 4 \cdot 10^7$ См/м. Електропровідність провідників статора задано для 75°C – $\sigma_m = 46 \cdot 10^6$ См/м.

Для розрахунку магнітних сил задано несиметричне розміщення ротора – один повітряний проміжок складає величину $d_1 = 0,002$ м, а інший – $d - d_{h2} = 0,008$ м. Для розрахунку за розробленим аналітичним методом розрахунок складено комп'ютерну програму. Для задовільної точності розрахунку параметр власних чисел інтегрального перетворення за радіусом вибрано $\eta = 35$. У цій роботі враховані вищі гармоніки магнітного поля до тринадцятої. Всі задані параметри наведено в табл. 1.

Таблиця 1

Параметр	Пояснення	Параметр	Пояснення
$r_1 = 2,2$ м	Розміри модельного представлення двигуна показані на рис. 1	$h_k = 0,005$ м	Товщина клинів, що закривають пази
$r_2 = 2,8$ м		$p = 13$	К-сть пар полюсів
$r_3 = 2,0$ м		$q = 2$	К-сть пазів на полюс і фазу
$r_4 = 3,0$ м		$\beta = 1$	Коефіцієнт вкорочення двошарової обмотки
$d_1 = 0,002$ м		$m = 3$	К-сть фаз обмотки
$d_{h1} = 0,005$ м		$w_n = 8$	К-сть витків у пазах
$d_h = 0,045$ м		$\sigma_{Fe} = 2 \cdot 10^6$ СМ/М	Електропровідність феромагнітного матеріалу ротора
$d_{h2} = 0,048$ м	Коефіцієнт відношення кута розкриття статора до повного кола	$\mu_{rFe} = 300$	Відносна магнітна проникність феромагнітного матеріалу ротора
$d = 0,056$ м		$\sigma_{Cu} = 4 \cdot 10^7$ СМ/М	Електропровідність мідного покриття ротора
$C_s = 1/2$	Висота пазів	$f = 8,6$ Гц	Частота живлення обмоток статорів
$h_n = 0,06$ м	Ширина пазів	$I_{m\text{ ном.}} = 320$ А	Номінальний струм
$b_n = 0,022$ м		$U_\phi = 1,57$ кВ	Задана напруга живлення двох послідовно включених статорів

Виконано розрахунок аксіальних магнітних сил та енергетичних показників аналітичним методом для дугостаторного двигуна за даними табл. 1. На рис. 2 показано розподіл індукції в немагнітному проміжку двигуна в межах однієї пари полюсів з урахуванням вищих просторових гармонік. На рис. 3 для дугостаторного двигуна представлено розподіл індукції в повітряному проміжку d_1 у межах 2π . Графік побудовано дискретно на 500 точок. Видно, що індукція магнітного поля поступово зростає в момент входження ротора в область дії статора і загасає на $1/4$ частині ротора за виходом.

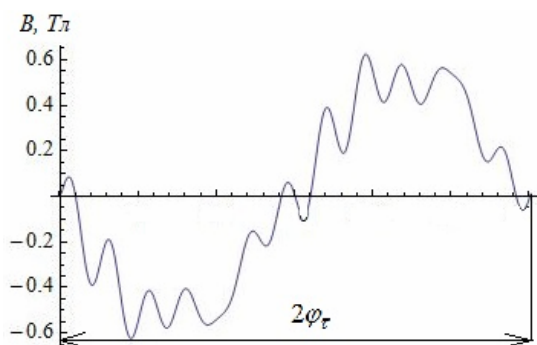


Рис. 2

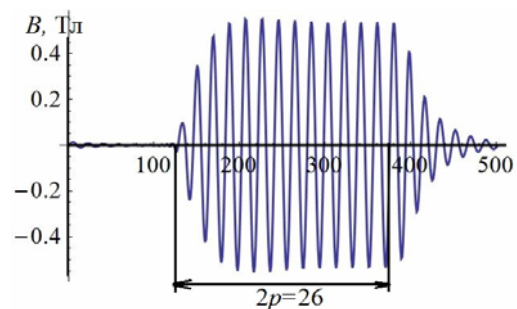


Рис. 3

На рис. 4 представлено механічну характеристику, де $F_{\delta 1}$ – сила, що діє на правий статор (рис. 1); $F_{\delta 2}$ – сила, що діє на лівий статор; F_z – аксіальна сила (11), що діє на ротор і підшипники барабанного млина в напрямку меншого повітряного проміжку; M – момент сумарний електромагнітний.

На рис. 5 показано розраховану аналітичним методом з урахуванням лінійної швидкості ротора робочу характеристику ТДАД з біметалевим ротором, який розміщений несиметрично в зазорі між статорами. Номінальний режим вибрано в точці з корисною потужністю $P_2=311$ кВт при ковзанні $s_n=0,08$. ККД двигуна $\eta=76,2$ %, а коефіцієнт потужності $\cos\varphi=0,55$. Номінальний діючий струм $I=222$ А, що більший від струму холостого ходу на 29 %. Аксіальні магнітні сили, що діють на підшипники барабанного млина, при повітряних проміжках біля правого і лівого статорів відповідно $d_1=2$ мм і $d_2=8$ мм становлять $F_z=318$ кН для номінального режиму і зменшуються при зростанні корисної потужності. Сила, яка діє на правий статор, – $F_{\delta 1}=503$ кН, на лівий – $F_{\delta 2}=185$ кН. Електромагнітний момент $M=162$ кНм.

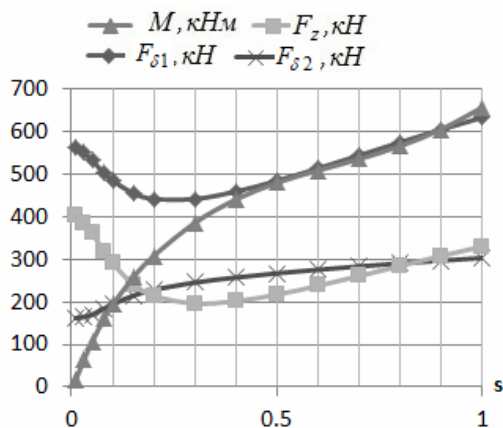


Рис. 4

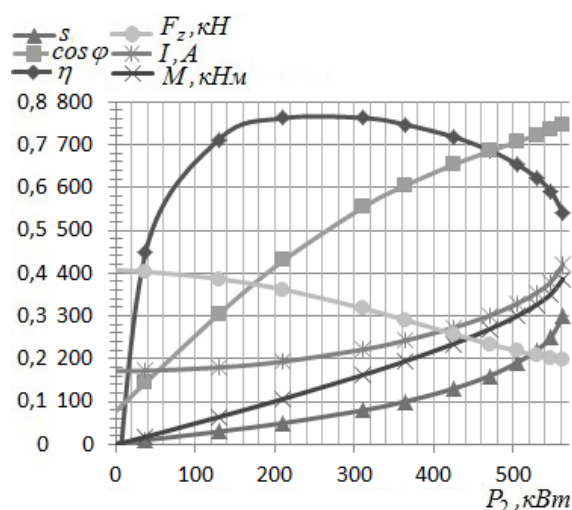


Рис. 5

Якщо порівнювати біметалевий ротор з монометалевим феромагнітним при інших однакових умовах (тобто зняти немагнітне покриття з ротора), то для номінального режиму при ковзанні 0,08 з монометалевим ротором одностороння магнітна сила F_z , що діє на ротор, зросте вдвічі – 628 кН, електромагнітний момент буде $M=42$ кНм, струм $I=100$ А, ККД й коефіцієнт потужності – відповідно $\eta=80,9$ % та $\cos\varphi=0,29$.

Притягнення дискового ротора до одного з статорів можна уникнути трьома способами. Це – застосування спеціальної конструкції з механічним вирівнюванням ротора посередині зазору між статорами; використання немагнітного матеріалу ротора; використання скін-ефекту для зменшення односторонніх магнітних сил. Механічне вирівнювання ротора посередині зазору відноситься до механіки і тому в цій статті такий варіант не досліджується. Немагнітні дискові монометалеві ротори розглядалися в праці [6]. Актуальним залишається питання щодо використання феромагнітного ротора з такою товщиною немагнітного покриття, щоб досягти скін-ефекту і таким чином уникнути проникнення магнітного поля в феромагнітний матеріал. При цьому феромагнітна складова ротора застосовується для підвищення механічної міцності ротора.

При використанні частоти живлення статора 8,6 Гц глибина проникнення магнітного поля буде при нерухомому роторі

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi f \sigma_{Cu} \mu_0}} = 0,027 \text{ м.} \quad (14)$$

Тому виберемо товщину покриття в 10 разів більшою – 0,03 м, по відношенню до прийнятого раніше 0,003 м. Неважко порахувати, що глибина проникнення магнітного поля 0,03 м

буде спостерігатися при ковзанні $s=0,8$. Оскільки товщина електропровідного матеріалу значно збільшилася, а також зросли немагнітні проміжки від 0,008 до 0,035 м, то суттєво зміняться енергетичні характеристики двигуна.

Щоб від чогось відштовхуватися при порівнянні таких двигунів (з немагнітним покриттям ротора 0,003 м й покриттям 0,03 м), виберемо таку номінальну напругу, щоб момент у двигунів був однаковий при номінальному ковзанні. Також слід підтримати густину струму в провідниках на рівні до 3 А/мм². В табл. 2 представлено параметри, які будуть відрізнятися від параметрів табл. 1.

Таблиця 2

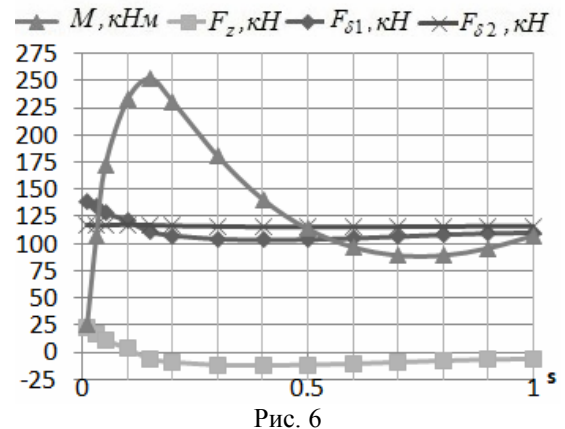
$d_1 = 0,002$ м	$d_{h1} = 0,032$ м	$d_h = 0,072$ м	$d_{h2} = 0,102$ м
$d = 0,110$ м	$h_n = 0,100$ м	$U_\phi = 1,38$ кВ, ($f=8,3$ Гц)	$I_{т\text{ ном.}} = 720$ А

На рис. 6 показано механічну характеристику та величину магнітних сил. Порівнюючи характеристику з рис. 4, спостерігаємо перехід аксіальної сили, яка діє на ротор, до протилежного напрямку при ковзанні від 0,12 і більше. Тобто сила, що притягувала ротор до ближчого статора, стала відштовхувати його від статорів. Сили, що діють на лівий та правий статори, зменшилися до 200 кН практично для всіх значень ковзання.

У табл. 2 наведено, що глибину пазів двигуна було збільшено від 0,06 до 0,1 м. Переріз провідників збільшено від 100 до 185 мм². Механічна характеристика на рис. 6 стала з явно вираженим мінімальним моментом при ковзанні 0,75. При такій характеристиці номінальний момент буде близько 160 кНм при ковзанні майже 0,05, що рівний номінальному моменту попереднього двигуна (рис. 5). ККД двигуна зменшився до 65 %, коефіцієнт потужності – 0,35. Густина струму в провідниках зросла від 2,22 до 2,77 А/мм².

Характеристики на рис. 4 і 6 можна вважати граничними для двигуна з вибраними розмірами (табл. 1). Тобто на рис. 4 – характеристика при мінімальній товщині немагнітного покриття ротора, а на рис. 6 – при максимальній товщині. Варіюючи товщину покриття в межах від 0,003 до 0,03 м, можна регулювати механічну характеристику.

Висновок. Виведено аналітичні вирази для розрахунку аксіальних магнітних сил торцевих дугостаторних асинхронних двигунів (ТДАД) з біметалевими дисковими роторами, використовуючи тензор натягів Максвелла та тривимірний розподіл індукції магнітного поля в зазорі між статорами з урахуванням лінійної швидкості руху ротора. Для демонстрації виконано розрахунок багатополусного потужного двигуна, що призначений як безредукторний електропривід для вугільних кульових барабанних млинів теплових електростанцій. Розраховано механічну та робочу характеристики, які показують спадання аксіальної сили, що діє на ротор, при зростанні потужності. Аксіальні сили при несиметричному положенні ротора між статорами для номінального режиму становлять 318 кН. Тому при проектуванні потужних ТДАД важливо врахувати дію магнітних сил. Встановлено, що аксіальні магнітні сили можна усунути при збільшенні товщини немагнітного покриття ротора.



1. Фридкин П.А. Безредукторный дугостаторный электропривод. Москва: Энергия, 1970. 138 с.
2. Карлов О.М., Кондратенко І.П., Кришук Р.С., Ращепкін А.П. Структура магнітного поля торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з дисковим біметалевим масивним ротором. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 47. С. 28–37.
3. Карлов О.М., Кондратенко І.П., Кришук Р.С., Ращепкін А.П. Енергетичні показники торцевих дугостаторних асинхронних двигунів з біметалевими дисковими роторами. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2017. Вип. 48. С. 76–82.

4. Тамм И.Е. Основы теории электричества: Учеб. пособие для вузов. Изд. 10-е, испр. Москва: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. 504 с.
5. Карлов О.М., Кришук Р.С., Ращепкин А.П. Магнітні сили в зазорі торцевого дугостаторного асинхронного двигуна з дисковим ротором. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2016. Вип. 43. С. 59–64.
6. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Теоретическая физика. Электродинамика сплошных сред. Изд. 2-е, испр. Москва: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1982. 621 с. (т. VIII)
7. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. 6-е изд. Москва: Наука, 1971. 703 с.

УДК 621.313

Карлов А.М., канд. техн. наук, **Кондратенко И.П.**, чл.-корр. НАН Украины, **Кришук Р.С.**, канд. техн. наук, **Ращепкин А.П.**, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03680, Украина

АКСИАЛЬНЫЕ МАГНИТНЫЕ СИЛЫ ТОРЦЕВОГО ДУГОСТАТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ДИСКОВЫМ БИМЕТАЛЛИЧЕСКИМ РОТОРОМ

Разработан аналитический метод расчета осевых магнитных сил, которые действуют на ротор и на статоры торцевого дугостаторного асинхронного двигателя (ТДАД) с биметаллическим дисковым ротором. В методе используется тензор натяжений Максвелла. Метод также использует разработанный ранее аналитический расчет усредненного во времени комплексного значения аксиальной составляющей электромагнитной индукции в зазоре между статорами. Расчет выполняется как при заданных комплексных значениях фазных токов статоров, фазные обмотки которых включаются в электрическую сеть последовательно, так и при заданных комплексных фазных напряжениях. На примере заданных конструкционных и режимных параметров ТДАД определена величина осевых сил, действующих на дисковый ротор и на каждый статор в отдельности. Аналитический метод учитывает трехмерное распределение индукции в зазоре между статорами, влияние эффекта вытеснения тока в дисковом роторе, несимметричное расположение ротора в зазоре, взаимную индуктивность фаз двух статоров. Библ. 7, рис. 6, табл. 2.

Ключевые слова: торцевой дугостаторный двигатель, биметаллический дисковый ротор, магнитные силы, метод расчета.

O. Karlov, I. Kondratenko, R. Kryshchuk, A. Raschepkin

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03680, Ukraine

AXIAL MAGNETIC FORCES OF THE AXIAL ARC-STATOR INDUCTION MOTOR WITH DISC BIMETALLIC ROTOR

The analytical method for calculating the axial magnetic forces that act on the rotor and on the stators of the arc-stator induction motor with a bimetallic disk rotor is developed. In the method the Maxwell tensor is used. The method uses the previously developed analytical calculation of the averaged over time complex value of the axial component of the electromagnetic induction in the gap between the stators. The method works both for the given complex values of the phase currents of the stators, and for the given complex phase voltages. Phase windings of stators are connected to the electrical network in series. The value of the axial forces acting on the disk rotor, and for each stator separately is determined for the gearless motor of the ball mills. The analytical method takes into account the three-dimensional induction distribution in the gap between the stators, the effect of the current displacement in the disk rotor, the asymmetrical position of the rotor in the gap, the mutual inductance of the phases of the two stators. References 7, figures 6, tables 2.

Key words: the axial arc-stator motor, the magnetic forces, the method of calculation.

1. Fridkin P.A. Gearless arc-stator electric drive. Moskva: Energiia, 1970. 138 p. (Rus)
2. Karlov O.M., Kondratenko I.P., Kryshchuk R.S., Raschepkin A.P. Structure of magnetic field of the axial arc-stator induction motor with solid bimetallic disc rotor. *Pratsi Institutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2017. Vip. 47. P. 28–37. (Ukr)
3. Karlov O.M., Kondratenko I.P., Kryshchuk R.S., Raschepkin A.P. Energy parameters of axial arc-stator motors with bimetallic disk rotors. *Pratsi Institutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2017. Vip. 48. P. 76–82. (Ukr)
4. Tamm I.E. Fundamentals of the Theory of Electricity. Moskva: Nauka, 1989. 504 p. (Rus)
5. Karlov O.M., Kryshchuk R.S., Raschepkin A.P. The magnetic forces in the air-gap of the axial arc-stator induction motor with disc rotor. *Pratsi Institutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2016. Vip. 43. P. 59–64. (Ukr)
6. Landau L.D., Lifshitz E.M. Theoretical physics. Electrodynamics of continuous media. Second edition. Moskva: Nauka, 1982. 621 p. (Rus)
7. Kamke E. Directory of ordinary differential equations. 6th ed.: Moskva: Nauka, 1971. 703 p. (Rus)

Надійшла 22.03.2018

Received 22.03.2018

ЕЛЕКТРИЧНІ ТА НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

УДК 621.314

ДОСЛІДЖЕННЯ ПРОЦЕСІВ ТА ВИБІР ПАРАМЕТРІВ ІМПУЛЬСНОГО ПІДВИЩУВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З АВТОТРАНСФОРМАТОРНИМ УВІМКНЕННЯМ ДРОСЕЛЯ

Ю.В. Руденко, канд. техн. наук, **В.В. Мартинов**, канд. техн. наук

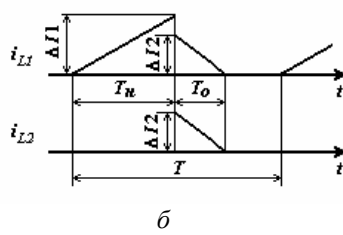
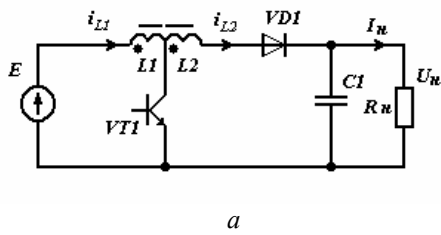
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: rudenko@ied.org.ua; mart_v@ied.org.ua

За допомогою методу усереднення в просторі станів отримано математичну модель імпульсного підвищувального перетворювача постійної напруги з автотрансформаторним увімкненням дроселя з урахуванням неідеальності магнітного зв'язку в ньому. Визначено аналітичні вирази для розрахунку параметрів магнітопов'язаного дроселя перетворювача, які забезпечують необхідні величини вихідної напруги і струму за припустимих навантажень за струмом та напругою на перемикаючому елементі. У результаті аналізу розроблено методику визначення коефіцієнта трансформації та індуктивності обвиток дроселя, вибору діапазону зміни відносної тривалості керуючих імпульсів перемикаючого елемента. Для ілюстрації методики розрахунку визначено параметри досліджуваного перетворювача для високовольтного застосування. Бібл. 6, рисунок, табл. 2.

Ключові слова: метод усереднення в просторі станів, імпульсний підвищувальний перетворювач, автотрансформаторне увімкнення дроселя.

Надійне функціонування вузлів електровакуумного технологічного обладнання вимагає створення ефективних джерел електроживлення. Одним з вузлів такого обладнання, наприклад електронно-променевого, є блок бомбардування катода і модулятора струму променя. Особливістю джерел живлення таких вузлів є формування високої вихідної напруги (2...4 кВ) у разі відносно малої вихідної потужності (100...500 Вт). Такі параметри джерел дають змогу використовувати найпростіші структури однокатних перетворювачів на основі підвищувального імпульсного перетворювача постійної напруги. Причому з метою зменшення напруги на перемикаючому елементі такого перетворювача в порівнянні з вихідною напругою доцільним є використання автотрансформаторного увімкнення дроселя перетворювача [2]. Наразі методи розрахунку однокатних імпульсних перетворювачів досить добре розроблені [1–3]. Але основна увага в них приділяється визначенню інтегральних характеристик перетворювачів (середні та діючі струми та напруги за період комутації) з урахуванням ідеальних моделей, що не дає змоги на стадії проектування розраховувати пульсаційні складові процесів у межах періоду комутації, а тому знаходити граничні (максимальні) режими перемикаючих елементів. Окремо виділяється проблема врахування якості магнітного зв'язку в магнітопов'язаних елементах перетворювачів особливо у високовольтних системах живлення [4]. Тому метою цієї роботи є визначення граничних параметрів перемикаючого елемента у підвищувальному перетворювачі в режимі високої вихідної напруги з автотрансформаторним увімкненням дроселя та неідеальним магнітним зв'язком між його обвитками.

Електрична схема досліджуваного перетворювача представлена на рисунку а. Перетворювач містить дросель із автотрансформаторним увімкненням на основі двох магнітопов'язаних напівобвиток з індуктивностями $L1$ і $L2$, силовий транзистор $VT1$, силовий високовольтний діод $VD1$, вихідний конденсатор $C1$. У разі виконання аналізу імпульсного перетворювача приймемо такі припущення: силові перемикаючі елементи (транзистор і діод) є ідеальними ключами, час їхнього перемикання дорівнює нулю; активні опори обвиток дро-



селів і внутрішній опір джерела електроживлення дорівнюють нулю; вихідна напруга U_n і струм I_n навантаження постійні; індуктивності обмоток дроселя лінійні; між обмотками дроселя перетворювача

забезпечується магнітний зв'язок з коефіцієнтом K_{36} , процеси в перетворювачі протікають у режимі переривчастих струмів дроселя. На рисунку б представлено часові діаграми струмів дроселів i_{L1} і i_{L2} . На діаграмах позначено: $\Delta I1$ – приріст струму дроселя $L1$ на інтервалі накопичення енергії тривалістю T_n ; $\Delta I2$ – приріст струму дроселя $L2$ на інтервалі віддачі енергії тривалістю T_o , причому на інтервалі віддачі енергії функції струмів дроселів $L1$ і $L2$ і їхні прирости є рівними між собою.

Для аналізу процесів скористаємося моделлю перетворювача, отриманою за допомогою способу усереднення, розробленого в роботі [5]. Відповідно до нього запишемо диференціальні рівняння, що описують процеси в перетворювачі: на інтервалі накопичення дроселем енергії у разі відкритого стану ключа $L1(di/dt) = E$; на інтервалі віддачі енергії дроселем у разі замкненого стану ключа $(L1 + L2 + 2M)di/dt + u_c = E$, де $M = K_{36}\sqrt{L1L2}$ – величина взаємної індуктивності між обвитками дроселя; i , u_c – миттєві значення струму в дроселі та напруги на конденсаторі.

Використовуючи теорему Лагранжа про середнє значення, а також з огляду на знак похідної струму дроселя на інтервалах роботи перетворювача, запишемо усереднені рівняння:

$$L1 \cdot \Delta I1 / T_n = E; \quad (1)$$

$$(L1 + L2 + 2M) \cdot \Delta I2 / T_o + E = U_c, \quad (2)$$

де U_c – постійна напруга на конденсаторі, що дорівнює напрузі на навантаженні.

Для подальшого аналізу перетворювача визначимо умову існування сталого режиму, при якому вольт-секундні площі для дроселя на розглянутих інтервалах роботи є рівними між собою: $(L1 \cdot \Delta I1 / T_n + M \cdot \Delta I1 / T_n) T_n = (L1 + L2 + 2M) \cdot \Delta I2 / T_o$, звідки отримаємо

$$(L1 + M) \cdot \Delta I1 = (L1 + L2 + 2M) \cdot \Delta I2. \quad (3)$$

Запишемо вираз для струму навантаження, що дорівнює середньому значенню струму дроселя $L2$:

$$T_o \Delta I2 / (2T) = U_c / R_n, \quad (4)$$

де T – період частоти роботи перетворювача.

Вирішуючи отриману усереднену систему (1)–(4) щодо змінних $\Delta I1$, $\Delta I2$, T_o , U_c у разі заданих величин $L1$, $L2$, E , T , T_n , визначимо такі параметри сталого режиму:

$$\Delta I1 = \frac{E\gamma T}{L1}; \quad \Delta I2 = \frac{E\gamma T\alpha}{L1\beta}; \quad T_o = \frac{\tau_{L1}\beta}{\gamma\alpha} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 T\alpha^2}{\tau_{L1}\beta}}\right); \quad U_c = \frac{E}{2} \left(1 + \sqrt{1 + \frac{2\gamma^2 T\alpha^2}{\tau_{L1}\beta}}\right), \quad (5)$$

де $\gamma = T_n / T$ – відносна тривалість інтервалу накопичення енергії; $K_{TP} = \sqrt{L1/L2}$ – коефіцієнт трансформації; $\tau_{L1} = L1/R_n$ – постійна часу; $\alpha = (K_{TP} + K_{36})/K_{TP}$; $\beta = (K_{TP}^2 + 2K_{36}K_{TP} + 1)/K_{TP}^2$.

Одержавши вирази (5), можна визначити напругу на замкненому ключі перетворювача на інтервалі віддачі дроселем енергії в навантаження. Величина цієї напруги $U_{кз}$ визначається напругою вхідного джерела E та сумою напруг ЕРС самоіндукції дроселя $L1$ і взаємної індукції M на інтервалі T_o :

$$U_{кз} = E + (L1 + M) \Delta I2 / T_o. \quad (6)$$

З залежностей видно, що вихідна напруга U_c і вихідний струм I_n розглянутого перетворювача із зазначеними припущеннями залежать від співвідношення коефіцієнта трансформації обмоток магнітопов'язаного дроселя та коефіцієнта магнітного зв'язку між ними та визначаються параметрами $L1$, R_n у заданому діапазоні регулювання (зміни γ). Напруга на

перемикаючому елементі $U_{кз}$, величину якого необхідно вибирати для використання транзисторів із заданим класом за напругою $U_{зр}$, залежить від коефіцієнта трансформації у разі певного значення постійної часу τ_{L1} та коефіцієнта зв'язку $K_{зв}$.

При проектуванні перетворювача практичний інтерес становить визначення припустимих значень коефіцієнта трансформації K_{TP} обмоток дроселя, що забезпечує необхідну граничну величину напруги $U_{зр}$ на перемикаючому елементі, а також визначення індуктивності обмотки дроселя LI , що забезпечує необхідні напругу на навантаженні U_n і максимальний струм навантаження $I_{нmax}$.

Для розв'язання поставленої задачі необхідно проаналізувати умови, за яких напруга на перемикаючому елементі $U_{кз}$ менша граничного заданого значення $U_{зр}$: $U_{кз} < U_{зр}$, а також умову існування режиму переривчастих струмів дроселя, у якому досліджується цей перетворювач: $\gamma + T_o/T < 1$. Для виконання першої умови необхідно, щоб виконувалася нерівність

$$E \left(1 + \frac{\alpha}{\rho\beta} \right) < U_{зр}, \text{ де } \rho = \frac{1 + \sqrt{1 + 4K_p(K_p - 1)}}{2K_p(K_p - 1)}, K_p = \frac{U_n}{E}. \text{ Тоді першу умову запишемо у вигляді}$$

$$K_{TP} < K_{TPmax} = (K_{зв}(1 - 2F)/2(1 - F)) \cdot \left(\sqrt{1 + (4F(1 - F))/K_{зв}^2(1 - 2F)^2} - 1 \right), \text{ де } F = \rho(U_{зр}/E - 1). \quad (7)$$

Умову існування режиму переривчастих струмів дроселя при знайденому за допомогою (7) коефіцієнті трансформації K_{TPmax} запишемо у такому вигляді:

$$\gamma_{max} = \frac{K_{TPmax}}{\rho K_{зв} + K_{TPmax}(1 + \rho)}, \quad (8)$$

У разі проектування можлива зворотна задача – пошук коефіцієнта трансформації K_{TPmin} для обраного більш низького значення $\gamma_n < \gamma_{max}$ за збереження заданого значення U_n та режиму переривчастих струмів дроселя. У такому разі, вирішуючи вираз (8) відносно K_{TP} , отримаємо

$$K_{TPmin} = \gamma_n \rho K_{зв} / (1 - \gamma_n - \gamma_n \rho). \quad (9)$$

Виходячи з виразів (4), (5), також знаходимо рівняння для визначення індуктивності LI дроселя:

$$LI = \rho \gamma^2 \alpha^2 ET / 2\beta I_{нmax}. \quad (10)$$

Максимальний струм, що протікає в імпульсі через перемикаючий елемент, дорівнює $I_{мке} = 2\beta I_{нmax} / \gamma \rho \alpha^2$.

Аналіз отриманих виразів дає змогу сформулювати особливості методики розрахунку параметрів підвищувального перетворювача з автотрансформаторним увімкненням дроселя в режимі переривчастих струмів у разі заданих значень вхідної та вихідної напруг, вихідного струму, граничного значення напруги на перемикаючому елементі, робочій частоті перетворювача: 1 – розрахунок максимальної величини коефіцієнта трансформації K_{TPmax} і максимально припустимого коефіцієнта заповнення γ_{max} за виразами (7) і (8) відповідно; 2 – вибір номінального робочого значення коефіцієнта заповнення $\gamma_{ном}$ величиною не більш ніж γ_{max} ; 3 – розрахунок величини індуктивності обмотки LI за виразом (10) за значення $\gamma = \gamma_{ном}$; 4 – розрахунок мінімальної величини коефіцієнта трансформації K_{TPmin} за формулою (9) у разі значення $\gamma = \gamma_{ном}$; 5 – вибір величини робочого значення коефіцієнта трансформації K_{TP} у діапазоні $K_{TPmin} < K_{TP} < K_{TPmax}$; 6 – розрахунок максимального імпульсного струму перемикаючого елемента $I_{мке}$. Під час виконання етапу 5 варто враховувати, що чим менша величина K_{TP} , тим менша напруга на перемикаючому елементі $U_{ке}$.

Для ілюстрації методики розрахунку розглянемо приклад перетворювача з такими параметрами: $E = 300$ В, $T = 50$ мкс. Задамо необхідні величини вихідної напруги $U_n = 4$ кВ, вихідного струму навантаження $I_n = 100$ мА, граничне значення $U_{зр} = 600$ В. Для цих параметрів у табл. 1 наведено розраховані граничні значення напруги $U_{ке}$ та струму $I_{мке}$ в перемикаючому елементі, діапазон прийнятних величин коефіцієнта трансформації K_{TPmin} , K_{TPmax} та індуктивності дроселя LI , необхідної для збереження заданих значень вихідного струму I_n та напруги U_n за різних величин магнітного зв'язку $K_{зв}$ в обраних режимах $\gamma_{ном}$ та K_{TP} . У табл. 2

наведено вплив коефіцієнта магнітного зв'язку на значення вихідних напруги U_n та струму I_n у разі збереження величини індуктивності дроселя $L1$, коефіцієнта трансформації K_{TP} та номінального значення $\gamma_{ном}$. У таблиці також наведено відносні відхилення вихідних величин струму та напруги δ_i , δ_u за зміни коефіцієнта магнітного зв'язку між обвитками дроселя.

Таблиця 1

$K_{зв}$	U_n , В	I_n , А	$L1$, мкГн	K_{TPmax}	K_{TPmin}	γ_{max}	K_{TP}	$\gamma_{ном}$	$U_{ке}$, В	$I_{мке}$, А
1	4000	0,1	547	0,088	0,036	0,5	0,06	0,3	509,4	8,22
0,8			368	0,106	0,029	0,59			473,4	12,2

Таблиця 2

$K_{зв}$	U_n , В	δ_u , %	I_n , А	δ_i , %	$L1$, мкГн	K_{TP}	$\gamma_{ном}$
1	4000	17,32	0,1	17	547	0,06	0,3
0,8	3307		0,083				

Таким чином, ступінь магнітного зв'язку істотно змінює параметри процесів у перетворювачі, через що впливає необхідність його врахування у разі проектування перетворювача. Використання запропонованої методики дасть змогу обирати відносно низьковольтні перемикаючі елементи у разі високих вихідних напруг джерела живлення. Реальний коефіцієнт зв'язку залежатиме від конструкції обвитків дроселя та розраховується за допомогою методик у роботі [6].

У результаті проведених досліджень розроблено методику та визначено аналітичні вирази для розрахунку параметрів високовольтного джерела живлення на основі підвищувального перетворювача з автотрансформаторним увімкненням дроселя з урахуванням неідеальності магнітного зв'язку в ньому, що дає змогу реалізувати необхідні вихідні параметри джерела живлення у разі заданого обмеження на величину струму та напруги на перемикаючому елементі перетворювача. Це реалізується за допомогою вибору індуктивності та коефіцієнта трансформації обвиток магнітопов'язаного дроселя.

1. Зиновьев Г.С. Силовая электроника: учебное пособие для бакалавров. Москва: Издательство «Юрайт», 2012. 667 с.
2. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Математическая модель электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным методом регулирования. *Наукові праці ОНАЗ ім. О.С.Попова*. 2004. № 3. С.10–16.
3. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2006. 632 с.
4. Mohr Malte, Fuchs Friedrich W. Clamping for current-fed dc/dc converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems. Proc. 12th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2007. Aalborg, Germany. 2007. Pp.1-10.
5. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48.
6. Русин Ю.С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. Ленинград: Энергия, 1973. 152 с.

УДК 621.314

Ю.В. Руденко, канд. техн. наук, **В.В. Мартынов**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ И ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСНОГО ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С АВТОТРАНСФОРМАТОРНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ДРОССЕЛЯ

С помощью метода усреднения в пространстве состояний получена математическая модель импульсного повышающего преобразователя постоянного напряжения с автотрансформаторным включением дросселя с учетом неидеальности магнитной связи в нем. Определены аналитические выражения для расчета параметров магнитосвязанного дросселя преобразователя, которые обеспечивают необходимые величины выходного напряжения и тока при допустимых нагрузках по току и напряжению на переключающем элементе. В результате анализа разработана методика определения коэффициента трансформации и индуктивности обмоток дросселя, выбора диапазона изменения относительной длительности управляющих импульсов переключающего элемента. Для иллюстрации методики расчета определены параметры исследуемого преобразователя для высоковольтного применения. Библ. 6, рисунок, табл. 2.

Ключевые слова: метод усреднения в пространстве состояний, импульсный повышающий преобразователь, автотрансформаторное включение дросселя.

Yu.V. Rudenko, V.V. Martynov

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

INVESTIGATION OF PROCESSES AND SELECTION OF PARAMETERS FOR PULSE BOOST CONVERTER WITH AUTO-TRANSFORMER INDUCTOR

Using the method of averaging in the state space, a mathematical model of DC pulse boost converter with imperfectly magnetically coupled auto-transformer inductor was obtained. Analytical expressions for calculating the parameters of magnetically coupled inductor of converter are determined, which provide the required values of output voltage and current at the allowable voltage loads on the switching element. As a result of the analysis, a technique has been developed for determining the coefficient of transformation and inductance of the inductor windings, selecting the range of variation in the relative duration of control pulses of switching element. To illustrate the calculation procedure, the parameters of converter for high-voltage application are determined. References 6, figure, tables 2.

Key words: method of averaging in the state space, pulse boost converter, auto-transformer inductor.

1. Zinoviev G.S. Power Electronics: A Training Manual for Bachelors. Moskva: Izdatel'stvo Yurayt, 2012. 667 p. (Rus)
2. Kadatsky A.F., Rusu A.P. Mathematical model of electric processes in pulsed DC converters with pulse-width method of regulation. *Naukovi pratsi ONAZ im. O.S. Popova*. 2004. № 3. P. 10–16. (Rus)
3. Meleshin V.I. Transistor converter technology. Moskva: Tekhnosfera, 2006. 632 p. (Rus)
4. Mohr Malte, Fuchs Friedrich W. Clamping for current-fed dc/dc converters with recovery of clamping energy in fuel cell inverter systems. Proc. 12th European Conference on Power Electronics and Applications EPE 2007. Aalborg, Germany, 2007. P. 1–10. (Eng)
5. Rudenko Yu.V. Mode of averaging of pulse DC converter model. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2017. № 3. P. 42–48. (Rus)
6. Rusin Ju.S. Transformers of audio- and ultrasonic frequency. Leningrad: Energija, 1973. 152 p. (Rus).

Надійшла 05.03.2018

Received 05.03.2018

УДК 621.314

ПОКРАЩЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВИПРЯМЛЯЧА З ПАРАЛЕЛЬНИМ АКТИВНО-ЄМНІСНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

В.М. Спирін, докт.техн. наук, **В.М. Губаревич**, канд. техн. наук, **Ю.В. Маруня**, **С.В. Салко**

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна
e-mail: sspirin@ied.org.ua

Розглянуто напрямки покращення електромагнітної сумісності однофазного мостового випрямляча з активно-ємнісним навантаженням, що базуються на використанні ЛМС-фільтра та індуктивно-ємнісного перетворювача джерела напруги в джерело струму за схемою ГІ-LC. Досліджено електромагнітні процеси в мостовому випрямлячі з активно-ємнісним навантаженням при живленні його від індуктивно-ємнісного перетворювача. Бібл. 9, рис. 4, таблиця.

Ключові слова: випрямляч, активно-ємнісне навантаження, індуктивно-ємнісний перетворювач, електромагнітна сумісність.

Вступ. Дослідженню електромагнітних процесів в однофазному мостовому випрямлячі з паралельним активно-ємнісним навантаженням, а також покращенню електромагнітної сумісності такого випрямляча з мережею живлення присвячено багато робіт [1, 2, 5, 6, 8]. Одночасно зовсім мало публікацій з дослідження розглянутого в статті випрямляча при живленні його від джерела струму. В роботі [7] розглянуто електромагнітні процеси у випрямлячі з активно-ємнісним навантаженням у разі живлення безпосередньо від джерела синусоїдального струму і визначено коефіцієнт перетворення випрямляча за струмом $k_i = 0,9$. Це значення коефіцієнта k_i визначено для ідеальних випрямлячів та джерела

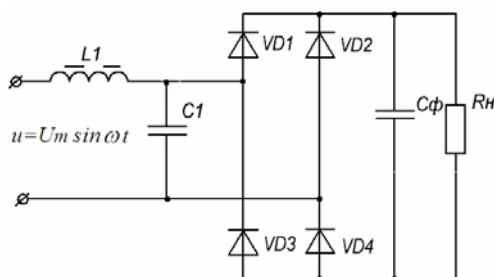
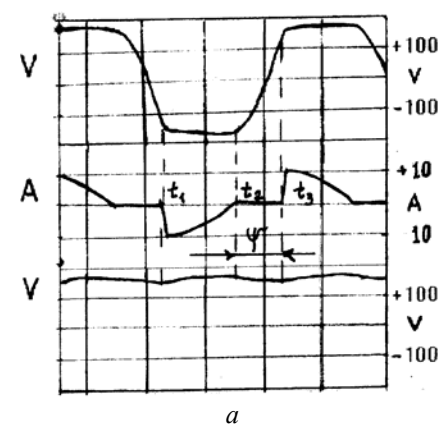
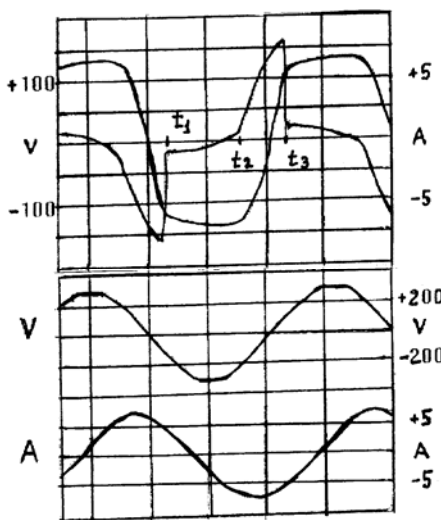


Рис. 1



а



б

Рис. 2

$L1=155,2$ мГн, ємність конденсатора ІЄП $C1=70$ мкФ, ємність конденсатора фільтра $C_\phi = 900$ мкФ. Опір навантаження змінювався в ході експерименту від нуля до 80 Ом. Для оптимального значення опору навантаження $R_n = 44$ Ом були зняті осцилограми струмів та напруг на елементах ІЄП, на вході та виході випрямляча, а також коефіцієнт гармонік струму (THD_i) пристроєм C.A.8335 Power & Quality Analyzer.

Випрямляч працює в двох режимах: перший, коли напруга на вході випрямляча більша напруги на ємності конденсатора фільтра C_ϕ і діоди $VD1$, $VD4$ ($VD2$, $VD3$) відкриті за проміжок часу ($t_1 - t_2$) (рис. 2 а); другий – всі діоди закриті, оскільки напруга на вході випрямляча менша напруги на ємності конденсатора фільтра C_ϕ , яка знижується за експонентою протягом часу ($t_2 - t_3$). За цей час струм проходить через індуктивність $L1$ і ємність конденсатора $C1$ ІЄП. На рис. 2 а зображено (зверху вниз) графіки – напруга на вході випрямляча, струм на вході випрямляча і напруга на ємності конденсатора фільтра. На рис. 2 б відповідно

синусоїдального струму $i = I_m \sin \omega t$. У цьому випадку випрямляч працює в режимі, коли спостерігається рівність відповідно напруг і струмів на вході та виході випрямляча за абсолютними значеннями:

$$u_d = |u|; i_d = |i|,$$

$$u_d = \frac{I_m \sin(\omega t - \varphi)}{y} + \frac{2I_m \sin \varphi}{y \left[1 - \exp\left(-\frac{x_c \pi}{R_n}\right) \right]} \cdot \exp\left(-\frac{x_c}{R_n} \omega t\right),$$

де i та i_d – миттєві значення струму на вході та виході випрямляча; u та u_d – миттєві значення напруги на вході та виході випрямляча; $x_c = 1 / \omega C_\phi$ – ємнісний опір; $\omega = 2\pi f$ – кругова частота струму живлення; R_n – опір навантаження; $\varphi = \arctg R_n / x_c$; $y = (R_n^2 + x_c^2)^{0.5} / R_n x_c$, $0 < \omega t < \pi$.

Такий випрямляч має синусоїдальний струм на вході й теоретично може мати коефіцієнт гармонік струму, близький до нуля. Для практичної реалізації джерела синусоїдального струму потрібен перетворювач системи незмінної напруги у систему незмінного струму. Функцію такого перетворювача може виконувати індуктивно-ємнісний перетворювач (ІЄП) джерела напруги в джерело струму [4], який є специфічним класом електричних ланцюгів з резонансними та квазірезонансними властивостями, які відрізняються особливістю електромагнітних процесів, що протікають в його реактивних елементах – реакторах та конденсаторах, а також у випрямлячах.

Мета роботи – дослідження електромагнітних процесів і визначення електромагнітної сумісності системи однофазний індуктивно-ємнісний перетворювач джерела напруги в джерело струму – мостовий випрямляч з паралельним активно-ємнісним навантаженням.

На рис. 1 представлена схема випрямляча, на вході якого включений ІЄП за схемою Г1-LC [4]. Для отримання якісних характеристик і дослідження електромагнітних процесів схеми було проведено ряд експериментів. Результати експериментів наведено у таблиці під номерами 4 і 5. У четвертому варіанті індуктивність реактора ІЄП

зображено напругу на вході випрямляча, струм через ємність конденсатора ІЄП, вхідну напругу мережі живлення і вхідний струм ІЄП.

Для схеми, що зображена на рис. 1, було визначено коефіцієнт перетворення випрямляча за струмом k_i як відношення середнього значення струму на виході випрямляча до діючого значення струму на вході випрямляча:

$$k_i = \frac{\frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} I_m \sin \omega t d\omega t}{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d\omega t}}; \quad (1)$$

$$k_i = (1 + \cos \psi) [0,5\pi(\pi - \psi + 0,5 \sin 2\psi)]^{-0,5}, \quad (2)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кругова частота напруги живлення; $\psi = \omega(t_3 - t_2)$ – кут, протягом якого напруга на фільтруючому конденсаторі зменшується за експонентою $U_{C\min} = U_{C\max} e^{-t/C_\phi R_n}$.

Значення коефіцієнта k_i розраховано за формулою (2) і змінюється від 0,9 у разі $\psi = 0$ до 0,64 у разі $\psi = 90^\circ$.

Індуктивно-ємнісний перетворювач є не лише джерелом незмінного струму, але і хорошим фільтром гармонік струму, що споживається з мережі живлення. Це наочно можна продемонструвати у разі порівняння його з L і LC фільтрами, які використовуються для покращення гармонічного складу струму споживання у випрямлячах з паралельним активно-ємнісним навантаженням при живленні від промислової мережі. У роботі [5] проаналізовано три варіанти роботи випрямляча для активного навантаження потужністю 10 кВт. Варіант перший – безпосереднє ввімкнення випрямляча в мережу. У варіанті другому – на вхід випрямляча вмикався лінійний 3 %-вий реактор з індуктивністю 2,24 мГн.

Варіант третій – ввімкнення на вході випрямляча LC -фільтра (рис. 3) з двома обмотками з індуктивностями $L1=5,3$ мГн, $L2=1,23$ мГн і ємністю конденсатора $C1=170$ мкФ. Ємність конденсатора вихідного фільтра в усіх варіантах однакова і дорівнює $C_\phi = 10^4$ мкФ. Варіанти четвертий, п'ятий є результатами експериментальних досліджень випрямляча з ввімкненням на вході ІЄП, налагодженого на резонанс (рис. 1). У варіанті п'ятому ІЄП має індуктивність реактора $L1=184$ мГн, ємність конденсатора $C1=50$ мкФ. Ємність конденсатора фільтра $C_\phi = 900$ мкФ. Результати експериментальних досліджень всіх варіантів наведено в таблиці.

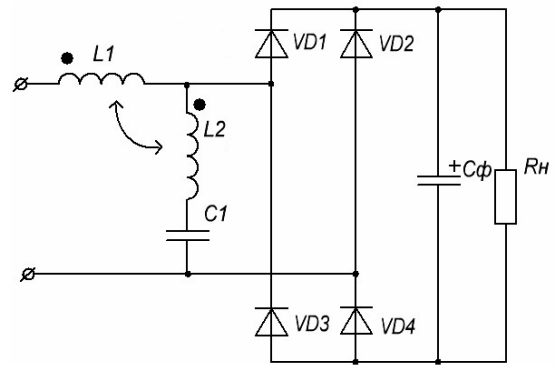


Рис. 3

Варіант		U _н , В	I _н , А	THDi, %	I ₃ , %	I ₅ , %	I ₇ , %	I ₉ , %	ΔU _н , %	PF	cos φ
1	експер.	280	36,7	91,6	71,5	41,2	25,4	12,1	10,7	0,744	0,99
	модель	275	36,24	108,3	84,7	58,7	31,0	9,3	10,2	0,751	0,99
2	експер.	250	32,0	50,9	49,7	9,0	5,8	1,7	8,0	0,786	0,88
	модель	248,7	32,77	52,4	50,7	9,8	7,2	3,1	7,2	0,791	0,90
3	експер.	300	39	14,9	14,6	0,9	-	-	6,0	0,956	0,97
	модель	295,7	38,4	12,2	11,24	2,6	2,5	3,0	5,0	0,941	0,97
4	експер.	139,4	3,3	1,1	-	-	-	-	2,2	0,375	0,375
5	експер.	300	3,25	4,8	-	-	-	-	7,0	0,639	0,64

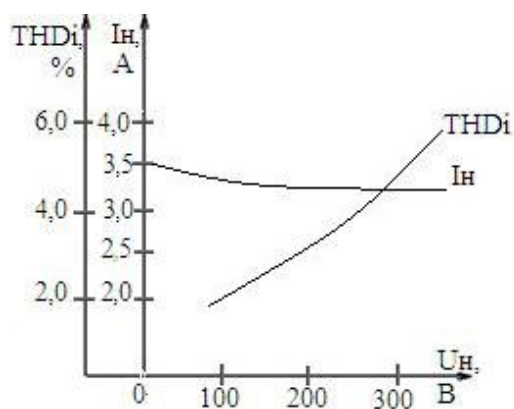


Рис. 4

З таблиці видно, що THD_i четвертого і п'ятого варіантів має найменше значення, проте у цьому разі у них нижчий $\cos \varphi$. У таблиці наведених значень досліджено параметри, у тому числі THD_i лише при одному значенні опору навантаження, а доречно знати ці значення на всьому діапазоні зміни навантаження.

Робочий діапазон навантаження системи з використанням ІСП існує у проміжку від короткого замикання до номінального значення, а для системи з використанням вхідних фільтрів (L та LMC) – від холостого ходу до номінального значення навантаження.

ження.

Для п'ятого варіанта було знято навантажувальну характеристику і залежність THD_i від напруги навантаження. Статизм струму навантаження ($(\Delta I_n / I_n) \cdot 100\%$) при зміні напруги для вказаного діапазону навантаження від нуля до номінального значення ($U_n \approx 300$ В) складає менше 10 %, у цьому разі коефіцієнт гармонік струму THD_i змінюється від нуля до 5,4 % (рис. 4).

Навантажувальна характеристика розглянутої системи живлення має лінійний характер на відміну від системи з LMC -фільтром, яка має суттєвий недолік – нелінійну навантажувальну характеристику. А саме в режимах, близьких до холостого ходу (за малих струмів навантаження), виникає різке підвищення напруги на вході і виході випрямляча, що призводить до такого ж підвищення напруги на конденсаторі LMC -фільтра ($C1$ на рис. 3). Ця напруга може перевищувати максимальне допустиме значення на навантаженні і елементах схеми. Для запобігання небезпечній перенапрузі застосовуються різні способи, оптимальний з яких полягає в дискретних змінах ємності конденсатора $C1$ LMC -фільтра [2]. Варто зазначити, що і системи з ІСП критичні до режимів, близьких до холостого ходу. Для захисту такої системи від перенапруг на її елементах використовують як параметричні методи – настроювання ІСП у нерезонансний режим, виконання реактора ІСП з режимом насичення або насичення погоджувального трансформатора при досягненні визначеного рівня напруги на навантаженні, так і структурні методи з використанням ключових напівпровідникових і релейних елементів, які при перевищенні напруги на виході системи замикають вихід ІСП [3].

Висновок. Проведено дослідження електромагнітних процесів у системі ІСП – однофазний мостовий випрямляч з паралельним активно-ємнісним навантаженням, які дали змогу продемонструвати, що ця система має хорошу електромагнітну сумісність з мережею живлення ($THD_i < 6\%$), а навантажувальна характеристика має лінійний характер для робочого діапазону навантаження. Розглянута система живлення, що є одночасно стабілізатором вихідного струму і фільтром гармонік струму, може успішно застосовуватися безпосередньо для живлення різноманітних технологічних навантажень, наприклад, для живлення електророзрядних навантажень з від'ємним диференціальним опором [3]. Також можливе її використання для живлення інверторів струму [9].

1. Архангельский Н.Л., Виноградов А.Б. Электропривод постоянного тока с импульсным преобразователем: учебн. пособ./ Иван. гос. энерг. ун-т. Иваново, 1995. – 92 с.
2. Волков И.В., Губаревич В.М., Спирін В.М., Салко С.В. Регулювання вихідної напруги у випрямних установках з вхідними LMC -фільтрами. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2008. Вип. 19. С. 106–110.
3. Волков И.В., Вакуленко В.М. Источники электропитания лазеров. Киев: Техніка, 1976. 176 с.
4. Волков И.В., Губаревич В.Н., Исаков В.Н., Кабан В.П. Принципы построения и оптимизация схем индуктивно-емкостных преобразователей. Киев: Наук. думка, 1981. 173 с.

5. Губаревич В.Н., Маруня Ю.В. Однофазный широкополосный ЛМС-фильтр на входе выпрямителя с емкостной нагрузкой. *Вестник НТУ «Харьковский политехнический институт»*. 2015. Вып. 12 (1121). С. 398–401.
6. Жаркін А.Ф., Пазеев А.Г. Однофазні активні коректори коефіцієнта потужності для багатомодульних систем електроживлення. Київ: Інститут електродинаміки НАН України, 2014. 212 с.
7. Комар В.Г. Работа полупроводниковых выпрямителей в цепях управления. Москва-Ленинград: Государственное энергетическое издательство, 1952. 256 с.
8. Попков О.З., Чаплыгин Е.Е. Расчет выпрямителей с емкостным фильтром. *Практическая силовая электроника*. 2007. Вып. 25.
9. Руденко В.С., Сенько В.И., Чиженко И.М. Преобразовательная техника. Киев: Вища школа, 1978. – 424 с.

УДК 621.314

В.М. Спири́н, докт. техн. наук, **В.Н. Губаревич**, канд. техн. наук, **Ю.В. Маруня**, **С.В. Салко**

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы 56, Киев-57, 03057, Украина

УЛУЧШЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ С ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ АКТИВНО-ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКОЙ

Рассмотрены направления улучшения электромагнитной совместимости однофазного мостового выпрямителя с активно-емкостной нагрузкой, основанные на использовании ЛМС-фильтра и индуктивно-емкостного преобразователя источника напряжения в источник тока по схеме Г1-ЛС. Исследованы электромагнитные процессы в мостовом выпрямителе с активно-емкостной нагрузкой при питании от индуктивно-емкостного преобразователя. Библи. 9, рис. 4, таблица.

Ключевые слова: выпрямитель, активно-емкостная нагрузка, индуктивно-емкостный преобразователь, электромагнитная совместимость.

V.M. Spirin, V.M. Gubarevych, Yu.V. Marunya, S.V. Salko

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

IMPROVEMENT OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY OF A SINGLE PHASE BRIDGE RECTIFIER WITH PARALLEL ACTIVE-CAPACITIVE LOAD

The directions of improving the electromagnetic compatibility of a single-phase bridge rectifier with an active-capacitive load are considered, which based on the use of an LMC filter and an inductive capacitive voltage source converter in a current source in accordance with the G1-LC scheme. Electromagnetic processes in bridge rectifiers with active-capacitive loading are investigated at a feed from an inductive-capacitive converter. References 9, figures 4, table.

Key words: rectifier, active-capacitive load, inductive capacitive converter, electromagnetic compatibility.

1. Arkhangel'skiy N.L., Vinogradov A.B. DC electric drive with pulse converter. Study Guide. Ivan. state. power. University of Ivanovo, 1995. 92 p. (Rus)
2. Volkov I.V., Gubarevych V.M., Spirin V.M., Salko S.V. Adjustment of output voltage in rectifier units with input LMC filters. *Pratsi IED of the National Academy of Sciences of Ukraine*. 2008. No. 19. P. 106–110. (Ukr)
3. Volkov I.V., Vakulenko V.M. Power supplies for lasers. Kiev: Tekhnika, 1976. 176 p. (Rus)
4. Volkov I.V., Gubarevich V.N., Isakov V.N., Kaban V.P. Principles of construction and optimization of inductive-capacitive converter circuits. Kiev: Naukova dumka, 1981. 173 p. (Rus)
5. Gubarevich V.N., Marunia Yu.V. Single-phase wide-band LMC filter at the input of a rectifier with a capacitive load. *Vestnik NTU "Kharkiv Polytechnic Institute"*. 2015. Issue. 12 (1121). P. 398–401. (Rus)
6. Zharkin A.F., Paseev A.G. Single-phase active correctors of power factor for multimodular power supply systems. Kiev: IED of the National Academy of Sciences of Ukraine. 2014. 212. p.
7. Komar V.G. The work of semiconductor rectifiers in control circuits. Moskva-Leningrad: State Energy Publishing House, 1952. 256 p. (Rus)
8. Popkov O.Z., Chaplygin E.E. Calculation of rectifiers with a capacitive filter. *Prakticheskaya silovaya elektronika*. 2007. Issue. 25 p. (Rus)
9. Rudenko V.S., Senko V.I., Chizhenko I.M. Conversion technology. Kiev: Vishcha shkola, 1978. 424 p. (Rus)

Надійшла 30.05.2018

Received 30.05.2018

УДК 621.314.6

ВІЗУАЛЬНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВИПРЯМЛЯЧА

О.Г. Алексєєв*, канд. техн. наук, **Д.Г. Алексієвський****, канд. техн. наук,
К.О. Туришев***, **С.Л. Шмалій******, канд. техн. наук, **О.О. Панкова*******

Запорізька державна інженерна академія,
пр. Соборний, 226, Запоріжжя, 69006, Україна
e-mail: lasian2017@ukr.net

Розглянуто питання побудови та використання математичної моделі тиристорного однофазного мостового випрямляча засобами візуального моделювання. На відміну від моделювання на схемотехнічному рівні запропонована математична модель має значно більшу швидкість, що дає змогу скоротити час моделювання складних електротехнічних комплексів, до складу яких входить тиристорний випрямляч. Запропонована реалізація математичної моделі випрямляча описує його роботу як у режимі безперервного струму, так і у режимі переривчастого. Розглянуто питання адекватності запропонованої математичної моделі шляхом порівняння результатів моделювання, отриманих за її допомогою, та результатів моделювання, що були отримані за допомогою схемотехнічної моделі. Досліджено вплив кута керування на величину похибки, що виникає у разі моделювання пускового режиму випрямляча. Бібл. 6, рис. 5.

Ключові слова: математична модель, тиристорний однофазний мостовий випрямляч, візуальне моделювання, схемотехнічна модель.

Аналіз проблеми та постановка завдання. У разі моделювання складних електротехнічних комплексів їх розробник може стикатися з проблемою значного збільшення часу на моделювання внаслідок наявності у математичній моделі сукупності паралельних процесів зі значною різницею у постійних часу. Більш високочастотним компонентом моделі зазвичай є напівпровідникові ключі, що входять до складу напівпровідникових перетворювачів електричної енергії, а низькочастотними компонентами – механічні, теплові та інші процеси з великою постійною часу.

Подолання цієї проблеми можливо у разі застосування більш швидкодіючих моделей компонентів з більш швидкими процесами.

Одним з таких компонентів є однофазний керований мостовий випрямляч. Побудову його математичної моделі розглянемо у цій роботі. Вона виконана засобами візуального моделювання, що дає змогу наявно представити причинно-наслідкові зв'язки у системі.

Слід зазначити, що запропонована математична модель описує роботу випрямляча як у режимі безперервного, так і у режимі переривчастого струму, оскільки у разі протікання перехідних процесів можуть виникати випадки перебування випрямляча у зоні переривчастого струму.

Для застосування запропонованої моделі також постає важливе питання ступеня її адекватності. Він може бути визначений шляхом порівняння роботи цієї моделі з моделюванням, отриманим за допомогою моделі, побудованої на схемотехнічному рівні.

Мета роботи – розробка спрощеної математичної моделі однофазного мостового тиристорного випрямляча з використанням мови візуального моделювання та визначення її адекватності шляхом порівняння з моделлю, що побудована засобами схемотехнічного моделювання.

Аналіз публікацій. Питанням моделювання напівпровідникових перетворювачів у складі електротехнічного комплексу присвячено досить багато робіт. До них можна віднести [1–3]. Поширеним підходом до побудови математичної моделі є її реалізація на схемотехнічному рівні. У роботі [4] запропоновано методику побудови математичної моделі електротехнічного комплексу, яка базується на поданні системи у формі структури енергетичного тракту, з використанням бібліотеки компонентів енергетичного тракту. Формулюється завдання

створення такої бібліотеки. Основні співвідношення для опису характеристик тиристорних випрямлячів наводяться у [5, 6].

Результати досліджень. У разі розгляду моделі випрямляча за параметри стану моделі були взяті усереднені значення електричних величин за період зміни напруги живлення. Розглянемо роботу в режимі з активно-індуктивним навантаженням (рис. 1).

Середнє значення напруги на виході випрямляча визначається за формулою

$$U_d(t) = 0,45 \cdot U \cdot (\cos(\alpha_1(t)) + \cos(\beta_1(t))) - 2 \cdot U_{VS_on} - 2 \cdot I_d \cdot R_{VS_on}, \quad (1)$$

де U – діюче значення напруги на вході випрямляча; α_1 – фактичний кут моменту включення вентиля; β_1 – кут відкритого стану вентиля при зворотній полярності вхідної напруги; U_{VS_on} – пряме падіння напруги на вентилях; R_{VS_on} – диференціальний опір вентиля у відкритому стані; I_d – середнє значення струму на виході випрямляча.

Значення $\cos(\alpha_1(t))$ визначається за допомогою виразу

$$\cos(\alpha_1(t)) = \cos(\alpha(t)) - \frac{2\sqrt{2} \cdot I_d(t) \cdot \pi \cdot f_c \cdot L_a}{U}, \quad (2)$$

де α – кут керування; L_a – еквівалентна індуктивність вхідного кола; f_c – частота вхідної напруги.

Кут β_1 визначається за допомогою виразу

$$\beta_1(t) = \begin{cases} \alpha & \text{при} \left[\arctg\left(\frac{2\pi \cdot f_c \cdot L_d \cdot I_d(t)}{U_n}\right) - \alpha \right] \geq 0 \\ \arctg\left(\frac{2\pi \cdot f_c \cdot L_d \cdot I_d(t)}{U_n}\right) & \text{при} \left[\arctg\left(\frac{2\pi \cdot f_c \cdot L_d \cdot I_d(t)}{U_n}\right) - \alpha \right] < 0, \end{cases} \quad (3)$$

де U_n – напруга на виході індуктивного фільтра; L_d – індуктивність фільтра.

Вираз (3) враховує як режим безперервного, так і переривчастого струму випрямляча. Введемо позначення вхідних та вихідних змінних відповідно до системи позначень, що була запропонована у [1]: $\alpha \Rightarrow \alpha$, $U \Rightarrow U_+$, $U_n \Rightarrow U_-$, $I_d \Rightarrow I_-$, $U_d \Rightarrow U_-$. Візуальна модель однофазного мостового тиристорного випрямляча (а) та його позначення як елемента візуально-блочної моделі (б) [1] наведені на рис. 2.

Для підтвердження працездатності запропонованої моделі у роботі було проведено порівняльне моделювання однофазного мостового випрямляча за допомогою схемотехнічної та запропонованої моделей.

Візуально-блочна модель з використанням моделі випрямляча як елемента бібліотеки елементів [4] наведена на рис. 3. Результати моделювання за двома альтернативними моделями при зміні кута керування наведені на рис. 4. Хвиляста крива напруги відповідає схе-

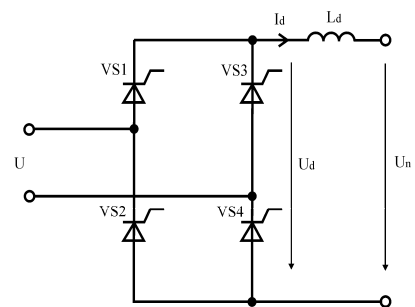


Рис. 1

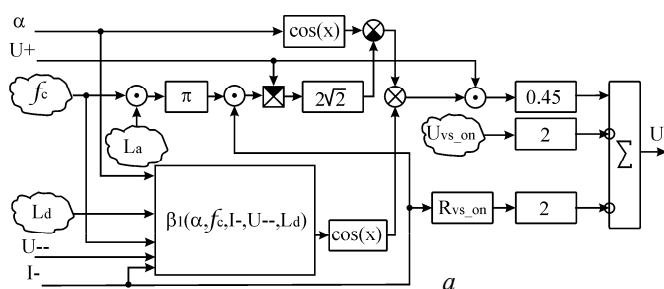


Рис. 2

3. Черных И.В. Моделирование электротехнических устройств в MatLab, SimPowerSystems и Simulink. Москва: ДМК Пресс; Санкт-Петербург: Питер, 2008. 288 с.
4. Алексеевский Д.Г. Визуальное моделирование многоканальных ветроэлектрогенерирующих систем. *Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»*. Спецвипуск: Проблеми автоматизованого електроприводу. Теорія і практика. Харків: Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут». 2017. № 27(1249). С. 332–336.
5. Беркович Е.И., Ковалев В.Н., Ковалев Ф.И., Кочетков В.Д., Крылов С.С., Дурносков Б.Д., Мосткова Б.Д., Пырков В.В., Сакович А.А., Толкачев А.И. Полупроводниковые выпрямители. Под ред. Ф.И. Ковалева и Б.Д. Мостковой. Москва: Энергия, 1978. 448 с.
6. Чиженко И.М., Руденко В.С., Сенько В.И. Основы преобразовательной техники. Москва: Высшая школа, 1974. 430 с.

УДК621.314.6

А.Г. Алексеев, канд. техн. наук, **Д.Г. Алексеевский**, канд. техн. наук, **К.О. Турышев**, **С.Л. Шмалый**, канд. техн. наук, **О.О. Панкова**

Запорожская государственная инженерная академия,
пр. Соборный, 226, Запорожье, 69006, Украина

ВИЗУАЛЬНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОДНОФАЗНОГО МОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Рассмотрены вопросы построения и использования математической модели тиристорного однофазного мостового выпрямителя средствами визуального моделирования. В отличие от моделирования на схемотехническом уровне предложенная математическая модель обладает значительно более высоким быстродействием, что позволяет сократить время моделирования сложных электротехнических комплексов, в состав которых входит тиристорный выпрямитель. Предложенная реализация математической модели выпрямителя описывает его работу как в режиме непрерывного тока, так и в режиме прерывистого тока. Рассмотрены вопросы адекватности предложенной математической модели путем сравнения результатов моделирования, полученных с ее помощью, и результатов моделирования, полученных с помощью схемотехнической модели. Исследовано влияние угла управления на величину ошибки, которая возникает при моделировании пускового режима выпрямителя. Библ. 6, рис. 5.

Ключевые слова: математическая модель, тиристорный однофазный мостовой выпрямитель, визуальное моделирование, схемотехническая модель.

O. Alekseev, D. Alekseevskiy, K. Turyshev, S. Shmaliy, O. Pankova

Zaporizhia State Engineering Academy,
226, Soborny Ave., Zaporizhzhya, 69006, Ukraine

THE VISUAL MODELING OF SINGLE-PHASE BRIDGE RECTIFIER

The question of construction and using thyristor single-phase bridge rectifier mathematical modeling visual modeling resources was describes in the article. The proposed mathematical model has higher performance then the circuit simulation. This permits to reduce modeling time of complex electrical system. It includes a thyristor single-phase bridge rectifier. The proposed mathematical model implementation describes its operation in continuous current model and an intermittent current model. The question of a model adequacy the proposed mathematical model was describes by comparison of modeling results. An investigation of the control angle influence on the magnitude of the error that occurs when simulating the rectifier-starting mode. References 6, figures 5.

Key words: mathematical, thyristor single-phase bridge rectifier, visual modeling, sheet-oriented model.

1. German-Galkin S.G. Matlab & Simulink. Designing mechatronic systems on a PC. Sankt-Peterburg: KORONA-Vek, 2008. 368 p. (Rus).
2. German-Galkin S.G. Computer simulation of semiconductor systems. Sankt-Peterburg.: KORONA print, 2001 (Rus).
3. Chernyh I.V. Modeling of electrical devices in MatLab, SimPowerSystems and Simulink. Moskva: DMK Press; SanktPeterburg: Piter, 2008. 288 p. (Rus)
4. Alekseevskiy D.G. Visual simulation of multilink wind electric generation system. *Visnyk Natsionalnoho tekhnichnoho universytetu «Kharkivskiy politekhnichnyi instytut»*. Spetsvypusk: Problemy avtomatizirovannoho elektroprivoda. Teoriia i praktika. Kharkov: Natsionalnyi tekhnichnyi universytet «Kharkivskiy politekhnichnyi instytut». Kharkiv: National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute", 27(1249). P. 332–336 (Rus).
5. Berkovich E.I., Kovalev V.N., Kovalev F.I., Kochetkov V.D., Krylov S.S., Durnosov B.D., Mostkova B.D., Pyrkov V.V., Sakovich A.A., Tolkachev A.I. Semiconductor rectifiers. Moskva: Jenergiya, 1978. 448 p (Rus).
6. Chizhenko I.M., Rudenko V.S., Sen'ko V.I. Fundamentals of converter technology. Moskva: Vysshaya shkola, 1974. 430 p. (Rus).

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.315.2:004.94

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ ПОДЗЕМНОЙ ОДНОЦЕПНОЙ КАБЕЛЬНОЙ ЛИНИИ СВЕРХВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

И.Н. Кучерявая, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

e-mail: rB.irinan@gmail.com

Рассчитано электромагнитное поле подземной одноцепной кабельной линии на напряжение 330 кВ с изоляцией из сшитого полиэтилена. Проанализированы явления скин-эффекта и эффекта близости в силовых кабелях. Изучены распределения магнитного поля кабельной линии на поверхности земли при различной глубине расположения линии в грунте. Определены зоны отчуждения и максимальные значения поля над поверхностью земли. Библ. 13, рис. 5, таблица.

Ключевые слова: подземная кабельная линия, сверхвысоковольтные силовые кабели, изоляция из сшитого полиэтилена, экологическая безопасность, компьютерное моделирование.

В настоящее время в линиях электропередачи сверхвысокого напряжения (свыше 161 кВ) широко используются силовые кабели с изоляцией из сшитого полиэтилена (СПЭ) [1–3]. Кабельные линии с СПЭ-изоляцией применяются в энергосистемах больших городов, на энергоемких промышленных предприятиях и крупных энергообъектах. В Украине впервые линия с кабелями, имеющими СПЭ-изоляцию, на напряжение 330 кВ была проложена в системе энергоснабжения металлургического завода "Днепросталь". Описание и основные характеристики этого кабельного проекта приведены в работах [1, 2]. Промышленное производство кабелей на напряжение до 330 кВ освоено на заводе "Южкабель" (г. Харьков) [4]. К примеру, завод, поставляющий силовой кабель на напряжение 220 кВ для подстанции "Кременская" Луганской области, изготавливал силовой кабель с СПЭ-изоляцией на напряжение 330 кВ для электростанции в Беларуси [5].

Кабельные линии прокладываются различными способами, эксплуатируются в самых разных условиях и режимах. Важным при сооружении линий является вопрос о гарантировании их безопасного функционирования, особенно в условиях густонаселенных районов больших городов, когда экологический аспект приобретает первостепенное значение.

Кабельные линии при протекании по ним электрического тока создают в окружающем пространстве электромагнитное поле. Значительный интерес к распределению поля в окружающей среде [3, 6, 7] связан с данными о его вредном влиянии на человека [8, 9]. Определение уровня и распределения электромагнитного поля, создаваемого кабельными ли-

ниями, позволяет в случае их практической реализации в населенных пунктах соблюсти зону отчуждения в соответствии с санитарными нормами и правилами защиты населения от воздействия электромагнитного поля [9, 10]. Согласно международным стандартам гранично-допустимый уровень магнитного поля частотой 50 Гц составляет 0,25 мкТ [11], в Украине – 0,5 мкТ [9]. При этом повы-

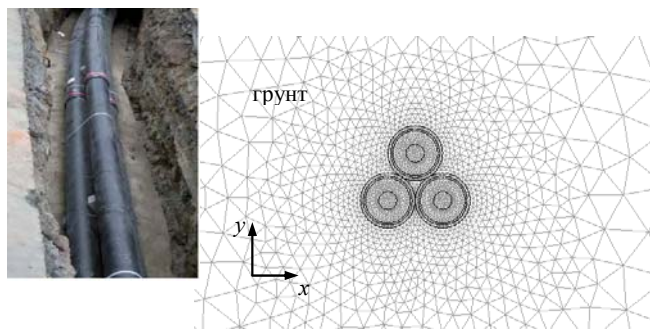


Рис. 1

шенные требования к безопасности предъявляются к кабельным линиям высокого и сверх-высокого напряжений, а нормативные уровни магнитного поля и близкие к ним значения поля рассматриваются как небезопасные.

В связи с отмеченным целью настоящей работы является исследование электромагнитного поля подземной одноцепной кабельной линии с СПЭ-изоляцией на напряжение 330 кВ (рис. 1), а также ее электромагнитного влияния на окружающую среду.

Изучение электромагнитного поля проводится путем компьютерного моделирования в программе Comsol [12] с использованием метода конечных элементов.

Отметим, что определение электромагнитного поля и связанных с ним электромагнитных характеристик кабелей, в том числе плотности тока и джоулевых потерь в активных элементах кабелей важно для тепловых расчетов кабельных линий [13].

Математическая модель для исследования. Электромагнитное поле моделируется в стационарном режиме для двухмерного случая в предположении, что кабельная линия является достаточно длинной, проложена в земле параллельно ее поверхности, а условия прокладки кабелей одинаковы по всей трассе. Источниками переменного магнитного поля являются трехфазные токи в жилах и экранах кабелей.

Электромагнитная задача формулируется в декартовой системе координат в плоскости xOy (рис. 1) относительно комплексного векторного магнитного потенциала $\dot{\mathbf{A}} = (0, 0, \dot{A}_z)$, имеющего единственную z -составляющую $\dot{A}_z(x, y)$ с использованием уравнений

$$j\omega\sigma\dot{\mathbf{A}} + \nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{\mathbf{A}}) = \sigma \Delta \dot{U}_i, \quad i = 1 \dots 7, \quad (1)$$

$$\int_{\sum_{i=1}^7 S_i} \dot{J}_z dS = \int_{\sum_{i=1}^7 S_i} (-j\omega\sigma\dot{A}_z + \sigma\Delta\dot{U}_i) dS = 0. \quad (2)$$

Здесь ω – круговая частота тока; σ , μ_r – электропроводность и относительная магнитная проницаемость соответственно; $\dot{J}$ – плотность тока; S_i – площадь поперечного сечения i -й проводящей среды (трех жил, трех экранов кабелей и земли) в рамках расчетной области; $\Delta\dot{U}_i$ – падение напряжения в проводящей среде на участке единичной длины. При этом $\Delta\dot{U}_i$ в области экранов полагается равным нулю, в области земли определяется из условия (2) равенства нулю полного тока, протекающего во всей расчетной области. В области жил падение напряжения $\Delta\dot{U}_i$ задается из условия равенства тока номинальному значению. Как установлено, в таком случае различие значений действующих значений токов в жилах менее 5 %. В качестве граничных условий на всех внешних границах расчетной области задается условие магнитной изоляции – $\dot{A}_z = 0$.

Электромагнитная задача является цепно-полевой и учитывает схему заземления экранов кабелей. Более подробно математическая модель описана в монографии [7].

Результаты компьютерного моделирования. Рассчитывалась трехфазная кабельная линия 330 кВ с кабелями, расположенными треугольником (рис. 1). Характеристики кабелей приведены в таблице [1, 2]. Элементное разбиение фрагмента расчетной области показано на рис. 1 справа.

Распределение плотности тока $|\dot{\mathbf{J}}|$ в жилах и экранах кабелей показано на рис. 2 а и б соответственно. На рис. 2 в приведены контурные линии

Основные характеристики кабелей	
Площадь сечения алюминиевой жилы, мм ²	800
Площадь сечения медного экрана, мм ²	150
Толщина СПЭ-изоляции, мм	23,5
Толщина наружной оболочки, мм	6
Наружный диаметр кабеля, мм	105
Геометрические размеры	
Диаметр жилы, мм	34,8
Внутренний радиус внешнего экрана, мм	42,8
Глубина прокладки кабелей в земле треугольником, м	1,6 / 1,0 / 0,7
Электрические характеристики	
Номинальное напряжение сети, кВ	330
Наибольший ток при глубине прокладки 1,5 м, А	630
Частота, Гц	50

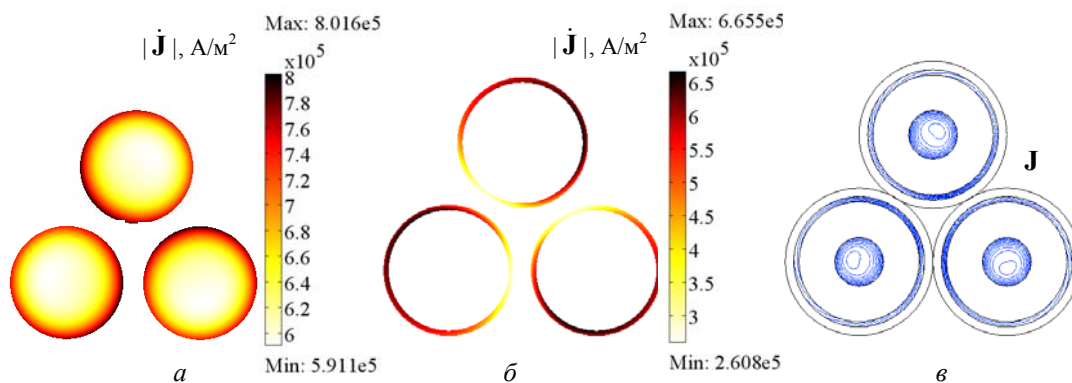


Рис. 2

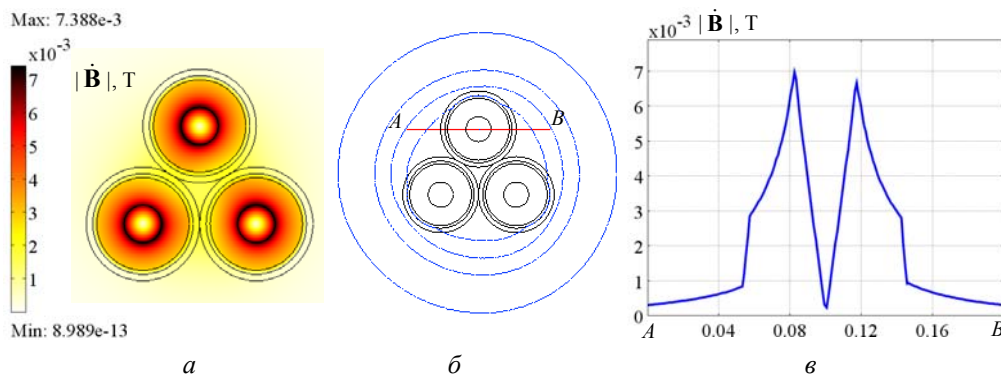


Рис. 3

плотности тока $|\mathbf{J}|$ в сечении кабельной линии. Как показано, взаимное влияние совокупности проводников (жил и экранов) кабелей проявляется в вытеснении тока на поверхность. Картины плотности тока в жилах и экранах кабелей демонстрируют результат совместного проявления эффекта близости и скин-эффекта.

Распределение магнитной индукции $|\mathbf{B}|$ в сечении кабелей в цвете и в виде контурных линий вокруг кабелей дано на рис. 3 а и б. Показано также изменение магнитной индукции вдоль линии AB , проходящей через центр кабеля (рис. 3 в). Заметно неравномерное распределение магнитного поля в сечении кабелей. Магнитное поле концентрируется на поверхности жил (рис. 3 б, в).

Рис. 4 а показывает изменение магнитной индукции $|\mathbf{B}|$ на поверхности земли (кривая 1) и на уровне 1 м над землей (кривая 2). Изолинии магнитного поля, соответствующие безопасным уровням 0,5 мкТ (согласно стандартам Украины) и 0,25 мкТ (по международным нормам), для исследуемой кабельной линии на глубине ее расположения 1,6 м построены на рис. 4 б. Указаны размеры зоны отчуждения – 2,2 м для соблюдения санитарных норм Украины и 3,4 м для удовлетворения международным требованиям.

Поскольку кабели могут быть проложены в грунте на различной глубине, проведены расчеты электромагнитного поля для глубины расположения кабелей 1,6 ; 1,0 ; 0,7 м. Для та-

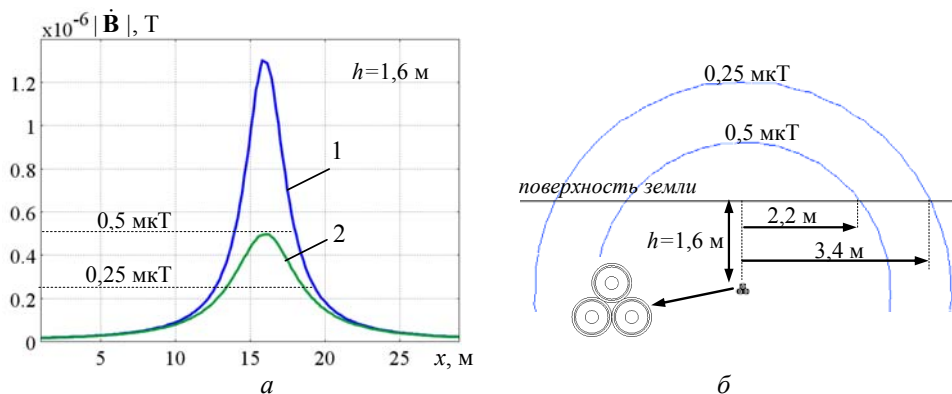


Рис. 4

ких випадках результати моделювання магнітної індукції $|\dot{\mathbf{B}}|$ на поверхні землі зображені в вигляді графіків на рис. 5. Максимальні значення магнітного поля мають місце безпосередньо над розташуванням кабельної лінії. Значення поля тем менше, чим глибше в землі проложені кабелі. При значительному збільшенні максимальної магнітної індукції зона відчуження для кабельної лінії значительно розширюється (згідно з пунктирною лінією, що відповідає 0,5 мкТ).

Висновок. На прикладі однофазної кабельної лінії 330 кВ підземної прокладки трикутником досліджено електромагнітне поле в кабелях і оточуючій середі. Показано нерівномірність витіснення струму на поверхню жил кабелів і проявлення ефекту близькості, а також нерівномірність розподілу густоти струму в мідних екранах кабелів. Визначено розміри зон відчуження в відповідності з рівнем магнітного поля лінії на поверхні землі при різному заглибленні кабелів в ґрунт.

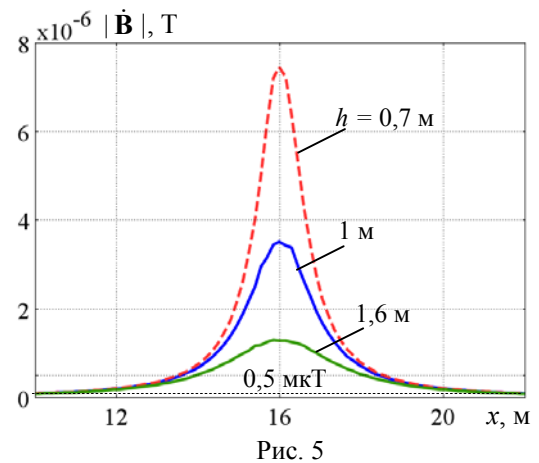


Рис. 5

1. Лях В.В., Молчанов В.М., Сантацкий В.Г., Квицинский А.А. Кабельная линия напряжением 330 кВ: некоторые аспекты проектирования. *Промэлектр.* 2009. № 6. С. 27–33.
2. Лях В.В., Молчанов В.М., Судаков И.В., Павличенко В.П. Кабельная линия напряжением 330 кВ – новый этап развития электрических сетей Украины. *Электрические сети и системы.* 2009. № 3. С. 16–21.
3. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
4. Золотарев В.М. Решение проблемы создания отечественных электротехнологических комплексов производства кабелей энергетического назначения напряжением до 330 кВ. *Вісник Нац. техн. ун-ту "Харківський політехнічний інститут"*. 2009. № 39. С. 50–63.
5. Новости завода "Южкабель" – <https://yuzhcable.com.ua/category/novosti/>
6. Дубицкий С.Д., Грешняков Г.В., Коровкин Н.В. Управление магнитным полем подземной кабельной линии электропередач. *Научно-технические ведомости СПбПУ. Естественные и инженерные науки.* 2017. Т. 23. № 3. С. 88–100.
7. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. 305 с.
8. Шевель Д.М. Электромагнитная безопасность. Киев: ВЕК+, НТИ, 2002. 432 с.
9. Салтыков В.М. Проблемы электромагнитной безопасности по магнитным полям промышленной частоты от токов кабелей с изоляцией СПЭ. 13.02.2018. – https://www.ruscable.ru/article/Problemy_elektromagnitnoy_bezopasnosti_SPE/
10. Правила улаштування електроустановок. Мінпаливенерго України, 2010. 776 с.
11. Электромагнитное поле и его влияние на здоровье человека – www.it-med.ru/library/ie/el_magn_field.htm
12. Comsol multiphysics modeling and simulation software – <http://www.comsol.com/>
13. Кучерявая И.Н. Компьютерное моделирование теплового состояния подземной кабельной линии на напряжение 330 кВ. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України.* Зб. наук. праць. Київ: ІЕД НАНУ, вип. 30, 2011. С. 29–34.

УДК 621.315.2:004.94

І.М. Кучерява, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

ЕЛЕКТРОМАГНІТНЕ ПОЛЕ ПІДЗЕМНОЇ ОДНОЛАНЦЮГОВОЇ КАБЕЛЬНОЇ ЛІНІЇ НАДВИСОКОЇ НАПРУГИ

Розраховано електромагнітне поле підземної одноланцюгової кабельної лінії на напругу 330 кВ з ізоляцією зі зшитого поліетилену. Проаналізовано прояви скін-ефекту й ефекту близькості в силових кабелях. Вивчено розподіл магнітного поля кабельної лінії на поверхні землі при різних глибинах розташування кабелів у ґрунті. Визначено зони відчуження та максимальні значення поля над поверхнею землі. Бібл. 13, рис. 5, таблиця.

Ключові слова: підземна кабельна лінія, надвисоковольтні силові кабелі, ізоляція зі зшитого поліетилену, екологічна безпека, комп'ютерне моделювання.

I.M. Kucheriava

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

ELECTROMAGNETIC FIELD OF UNDERGROUND SINGLE-CIRCUIT EXTRA-HIGH VOLTAGE CABLE LINE

The computer modeling of the electromagnetic field generated by underground three-phase single-circuit 330 kV cable line with XLPE insulation is carried out. The skin effect and proximity effect in the power cables are studied. The distributions of magnetic field on the ground for different depth of cable-laying are computed and analyzed. The right-of-way and maximum magnetic flux density above ground level are determined. References 13, figures 5, table.

Key words: underground cable line, extra-high voltage (EHV) power cables, cross-linked polyethylene (XLPE) insulation, ecological safety, computer modeling.

14. Lyach V.V., Molchanov V.M., Santatskii V.G., Kvitsinskii A.A. 330 kV cable line: some aspects of designing. *Promelektro*. 2009. № 6. P. 27–33.
15. Lyach V.V., Molchanov V.M., Sudakov I.V., Pavlichenko V.P. 330 kV cable line is a new step in development of Ukrainian power networks. *Elektricheskie seti i sistemy*. 2009. № 3. P. 16–21.
16. Shidlovskii A.K., Shcherba A.A., Zolotarev V.M., Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Extra-high voltage cables with polymer insulation. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2013. 550 p.
17. Zolotarev V.M. Problem solving for creation of domestic electrotechnological systems for production of power cables of voltage up to 330 kV. *Visnik Natsionalnogo tekhnichnogo universitetu "Harkivskii politekhnichnii institut"*. 2009. № 39. P. 50–63.
18. News of Yuzhcable works PJSC – <https://yuzhcable.com.ua/category/novosti/>
19. Dubitskii S.D., Greshniakov G.V., Korovkin N.V. Control of magnetic field of underground cable line. *Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbPU. Natural and engineering science*. 2017. T. 23. № 3. P. 88–100.
20. Podoltsev A.D., Kucheriava I.M. Multiphysics modeling in electrical engineering. Kyiv: Institute of Electrodynamics, Ukrainian Academy of Sciences, 2015. 305 p.
21. Shevel D.M. Electromagnetic safety. Kyiv: VEK+, Kyiv: NTI, 2002. 432 p.
22. Saltikov V.M. Problems of electromagnetic safety on industrial frequency magnetic fields from currents of XLPE insulated cables. 13.02.2018. – https://www.ruscable.ru/article/Problemy_elektromagnitnoj_bezopasnosti_SPE/
23. Electric installation code. Minpalivo Ukrainy, 2010. 776 p.
24. Electromagnetic field and its effect on health of man. – www.it-med.ru/library/ie/el_magn_field.htm
25. Comsol multiphysics modeling and simulation software – <http://www.comsol.com/>
26. Kucheriava I.M. Computer modeling of thermal state of 330 kV underground cable line. *Pratsi Institutu Elektrodinamiki NAN Ukrainy. Composite book of scientific works*. Kyiv: IED NANU, is. 30, 2011. P. 29–34.

Надійшла 17.07.2018

Received 17.07.2018

УДК 621.3

ВИЗНАЧЕННЯ ПРОФІЛЮ СОЛЕНОЇДА ДЛЯ СТВОРЕННЯ ІМПУЛЬСНОГО МАГНІТНОГО ПОЛЯ НА ПЛОСКІЙ ГРАНИЦІ ПРОВІДНИКА

В.М. Михайлов*, докт. техн. наук, **М.П. Петренко****

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,

вул. Кирпичова, 2, Харків, 61002, Україна

e-mail: valery.m.mikhailov@gmail.com

Розвинено метод продовження магнітного потоку за допомогою системи співвісних кільцевих елементарних провідників зі струмами та відповідної функції Гріна стосовно плоскої граничної поверхні. Отримано функції Гріна плоскомеридіанного магнітного поля системи кільцевий елементарний провідник зі струмом – ідеально надпровідний півпростір. Наведено приклади визначення профілів масивних одновиткових соленоїдів, що утворюють на плоскій поверхні провідника заданий розподіл індукції імпульсного магнітного поля при різкому поверхневому ефекті. Виконано перевірку відповідності отриманих профілів заданим граничним розподілам поля. Досліджено вплив зрізу верхньої частини профілю соленоїда на розподіл індукції магнітного поля на граничній поверхні. Бібл. 9, рис. 4, таблиця.

Ключові слова: продовження магнітного потоку, функція Гріна, імпульсне магнітне поле, профіль масивного соленоїда, різкий поверхневий ефект.

Вступ. У техніці сильних імпульсних магнітних полів, що використовується в експериментальній фізиці, технологіях обробки різних матеріалів та для прискорення провіднико-

вих тіл, виникає потреба створення на плоскій граничній поверхні провідників плоскомеридіанного магнітного поля заданого розподілу [1, 2]. Найбільш надійними для отримання таких полів є масивні одновиткові соленоїди з досить малою площею поперечного перерізу, що працюють в умовах різкого поверхневого ефекту. Основою одного із способів визначення профілів таких соленоїдів є розв'язок задачі продовження магнітного потоку або скалярного потенціалу магнітного поля з плоскої граничної поверхні [3]. Але число розподілів індукції магнітного поля, для яких відомо необхідне для цього розв'язку інтегральне перетворення Ханкеля, невелике. З іншого боку, у роботі [4] запропоновано метод продовження магнітного потоку з циліндричної граничної поверхні за допомогою системи співвісних кільцевих нескінченно тонких (елементарних) провідників зі струмами й відповідної функції Гріна. Мета роботи – побудова подібного методу продовження плоскомеридіанного магнітного поля та визначення профілю масивних одновиткових соленоїдів стосовно провідників з плоскою граничною поверхнею.

Функції Гріна магнітного поля кільцевого елементарного провідника зі струмом над плоскою граничною поверхнею. Розглянемо в циліндричних координатах r, ψ, z плоскомеридіанне магнітне поле, що створюється кільцевим елементарним провідником 1 зі струмом I , який розташований у неперіодичному та немагнітному середовищі паралельно плоскій граничній поверхні ідеально надпровідного півпростору 2 (рис. 1). Радіус провідника 1 та його відстань від границі $z = 0$ визначаються координатами r_M і z_M точки M .

Функція Гріна [5] для векторного потенціалу магнітного поля $\vec{A}$ системи кільцевих елементарних провідників – півпростір

$$\vec{G}_A(P, M) = \vec{A}(P, M) \Big|_{I=1} \quad (1)$$

задовольняє рівнянню

$$\text{rot rot } \vec{G}_A = 0$$

всюди, крім точки M , граничній умові

$$\vec{G}_A(P, M) \Big|_{z=0} = 0, \quad (2)$$

та прямує до нуля на нескінченності. У наведених

співвідношеннях P – точка спостереження поля з координатами r, z . Вектори $\vec{A}(P, M)$ та $\vec{G}_A(P, M)$ мають тільки азимутальні проекції.

Використовуючи відому формулу для векторного потенціалу плоскомеридіанного магнітного поля кільцевого елементарного провідника зі струмом I у нескінченному просторі [6], що є розв'язком (2), а також прямує до нуля на нескінченності, та метод дзеркальних відображень [7], отримуємо функцію Гріна

$$\vec{G}_A(P, M) = \frac{\mu_0}{2\pi} \sqrt{\frac{r_M}{r}} [K_1(P, M) - K_2(P, M)] \vec{1}_\psi, \quad (4)$$

де μ_0 – магнітна стала; $\vec{1}_\psi$ – орт азимутальної циліндричної координати ψ ;

$$K_{1,2}(P, M) = \left(\frac{2}{k_{1,2}} - k_{1,2} \right) K(k_{1,2}) - \frac{2}{k_{1,2}} E(k_{1,2}),$$

де $K(k_{1,2}), E(k_{1,2})$ – повні еліптичні інтеграли першого та другого роду модулів $k_{1,2}$ [8];

$$k_{1,2} = 2 \sqrt{\frac{r r_M}{(z \mp z_M)^2 + (r + r_M)^2}}.$$

Для розрахунку k_1 перед z_M береться знак мінус, k_2 – плюс. На рис. 1 у нижньому півпросторі показано дзеркально відображений провідник 3 (точка M' – дзеркальне відображення точки M).

Згідно з побудовою функція Гріна (4) задовольняє рівнянню (2) та умові на нескінченності. Крім цього, як випливає з (4), гранична умова (3) також задовольняється. Функція Гріна для магнітного потоку дорівнює

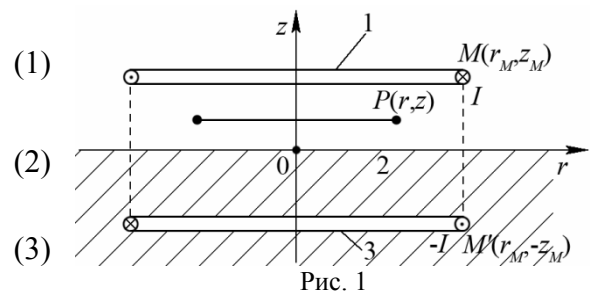


Рис. 1

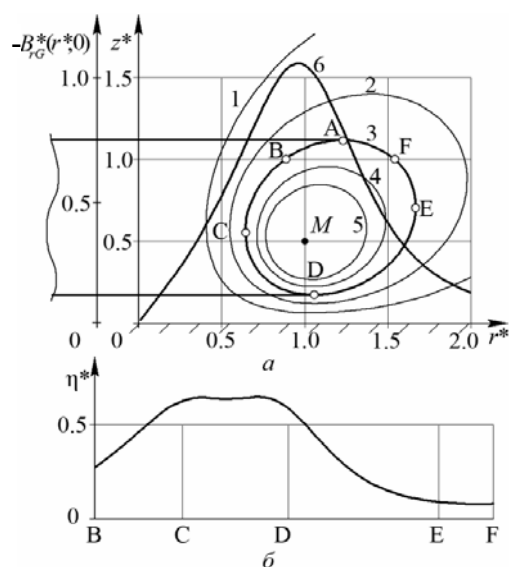


Рис. 2

Величини з зірочками є безрозмірними. Базисні величини визначаються так: довжина $l_0 = r_M$, функція Гріна для магнітного потоку $G_{\Phi 0} = \mu_0 l_0$, індукція $B_{0G} = \mu_0 / l_0$.

Визначення точного профілю соленоїда та перевірка його відповідності заданому розподілу індукції. Нехай за допомогою масивного одновиткового соленоїда, профіль якого треба визначити, необхідно отримати заданий розподіл індукції імпульсного магнітного поля на плоскій поверхні провідника. Вважаємо, що у соленоїді і провіднику різко проявляється поверхневий ефект, а розміри поверхні провідника достатньо великі, щоб знехтувати крайовими ефектами. Нехай також знайдена система n співвісних кільцевих елементарних провідників зі струмами I_k , $k = \overline{1, n}$, яка за припущенням ідеального поверхневого ефекту з необхідною точністю забезпечує заданий розподіл індукції. При цьому єдина проекція індукції магнітного поля на граничній поверхні дорівнює

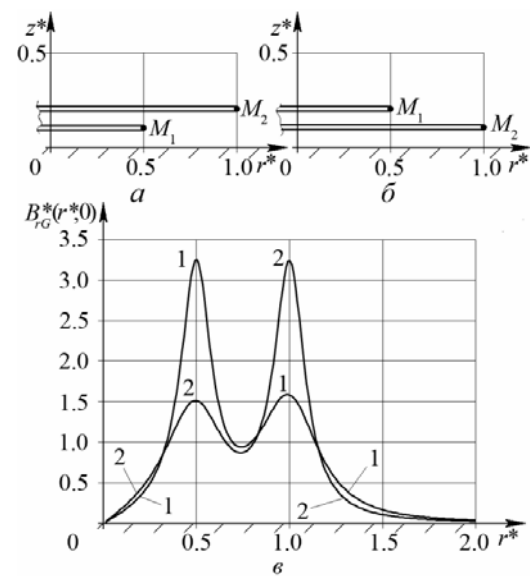


Рис. 3

на границі $z=0$ (в, $I_1 = I_2 = I$, крива 1 – варіант а, крива 2 – варіант б). Базисні величини: $l_0 = r_{M2}$, $B_0 = \mu_0 / l_0$. На рис. 4, а зображено силові лінії магнітного поля для варіанта а (безрозмірні значення сталої Φ_0^* на лініях 1–4 відповідно дорівнюють 0,2; 0,3; 0,4; 0,5; базисна величина $\Phi_0 = \mu_0 I l_0$). Соленоїд, профіль якого обмежено будь-якою з цих ліній, забезпечує на границі $z=0$ відповідний розподіл індукції магнітного поля (рис. 3 в, крива 1). Для перевірки цього твердження використовуємо інтегральне рівняння першого роду для поверхневої густини струму $\eta(M)$ в соленоїді

$$G_{\Phi}(P, M) = \oint_l \vec{G}_A(P, M) d\vec{l}_P = 2\pi r G_A(P, M), \quad (5)$$

де l – кільцевий контур з віссю z в області $z > 0$, що проходить через точку $P \notin M$ (рис. 1); $d\vec{l}_P$ – елемент контура l ; $d\vec{l}_P = dl_P \vec{l}_P$.

Єдина, що не дорівнює нулю, радіальна проекція індукції магнітного поля на плоскій граничній поверхні при $I = 1$

$$B_{rG}(r, 0) = - \left. \frac{\partial G_A}{\partial z} \right|_{z=0} = \frac{\mu_0 k_1 z_M}{2\pi \sqrt{r^3 r_M}} \left[K_1(k_1) - \left(1 + 2 \frac{r_M r}{r_{MP}^2} \right) E_1(k_1) \right], \quad (6)$$

де r_{MP} – відстань між точками M і P (рис. 1).

На рис. 2 а показано силові лінії магнітного поля (криві 1–5) та розподіл індукції магнітного поля (крива 6) на плоскій границі $z=0$, що розраховані за формулами (5) і (6) при $r_M^* = 1$, $z_M^* = 0,5$. Для кривої 1 прийнято $G_{\Phi}^* = 0,2$; 2 – 0,4; 3 – 0,6; 4 – 0,8; 5 – 1,0.

$$B_r(r, 0) = \sum_{k=1}^{k=n} I_k B_{rG}(r, 0) |_{M_k}, \quad (7)$$

а магнітний потік системи кільцеві елементарні провідники – ідеально надпровідний півпростір

$$\Phi(r, z) = \sum_{k=1}^{k=n} I_k G_{\Phi}(P, M_k), \quad (8)$$

де M_k – точки в області $z > 0$, що визначають положення кільцевих елементарних провідників зі струмами.

За допомогою рівняння $\Phi(r, z) = \Phi_0$ (Φ_0 – стала) та формули (8) знаходимо координати точок силових ліній магнітного поля, що охоплюють усі елементарні провідники. На рис. 3 показано варіанти а і б розміщення двох ($n=2$) кільцевих провідників ($r_{M1}^* = 0,5$, $z_{M1}^* = 0,1$ і $0,2$, $r_{M2}^* = 1,0$, $z_{M2}^* = 0,2$ і $0,1$) та відповідні розподіли індукції магнітного поля на

$$\oint_{l_1} \eta(M) G_{\Phi}(P, M) dl_M = \Phi_0, \quad (9)$$

де l_1 , Φ_0 – контур профілю соленоїда (силова лінія) та стала, що відповідає цьому контуру; dl_M – елемент контуру, l_1 , $M \notin l_1$.

Ядром рівняння (9) є функція Гріна, що дає змогу, на відміну від рівняння зі звичайним ядром [3], виключити твірну границі $z = 0$ з області визначення $\eta(M)$. Це значно зменшило порядок системи алгебраїчних рівнянь, за допомогою якої було апроксимовано та чисельно розв'язано рівняння, що розглядається. Зрозуміло, що шукана функція $\eta(M)$ має задовольняти умові

$$\oint_{l_1} \eta(M) dl_M = \sum_{k=1}^{k=n} I_k, \quad (10)$$

що була використана для перевірки правильності й точності цього розв'язку. Після знаходження $\eta(M)$ розподіл індукції магнітного поля на поверхні $z = 0$ розраховуємо за формулою

$$B_r(r, 0) = \oint_{l_1} \eta(M) B_{rG}(r, 0) dl_M. \quad (11)$$

На рис. 2 б та 4 б показано розподіли $\eta^*(M)$ вздовж контурів профілів соленоїдів (силові лінії 3 на рис 2 а та 4 а), що отримано чисельним розв'язком рівняння (9) та розгорнуто на осях абсцис ($\eta^*(M) = \eta(M)l_0/I$). На форму цих розподілів впливає сумісна дія ефекту близькості та кільцевого ефекту. Розрахунки, виконані за формулою (11) для соленоїда на рис. 4 а та наведені у таблиці, показали, що відносні розбіжності ξ між заданими й отриманими значеннями індукції магнітного поля на границі $z = 0$ не перевищують $\sim (0,1 \dots 0,5) \%$ залежно від N (N – число елементарних ділянок контура l_1 при чисельному розв'язку (9)). Значення інтегралу лівої частини (10) для використаних N дорівнюють $2,0054I$ і $2,0014I$ (теоретичне значення $2I$). Наведені дані підтверджують правильність методу.

Зрізом верхньої частини профілю соленоїда було спрощено (відрізок прямої BG на рис. 4 а). Розрахунки показали, що для “зрізаного” профілю майже на усьому розподілі індукції (рис. 3 в, крива 1) ξ не набагато більше 2 %. Зауважимо, що функції Гріна можна визначити також невласними інтегралами від складних виразів, що містять циліндричні функції [9].

Висновки. 1. Контур профілю масивного одновиткового соленоїда, що створює заданий розподіл індукції плоскомеридіанного імпульсного магнітного поля на плоскій поверхні провідника при різкому поверхневому ефекті, може бути визначено за допомогою функції Гріна та силових ліній магнітного поля системи співвісних кільцевих елементарних провідників зі струмами, що розташована над ідеально надпровідним півпростором.

2. Варіацією числа, місця розташування кільцевих провідників та струмів, що в них протікають, можна віднайти такий профіль соленоїда, для якого розбіжності між заданим і отриманим розподілами індукції на поверхні провідника будуть достатньо малими.

3. Для зменшення витрати матеріалів та спрощення виготовлення верхня час-

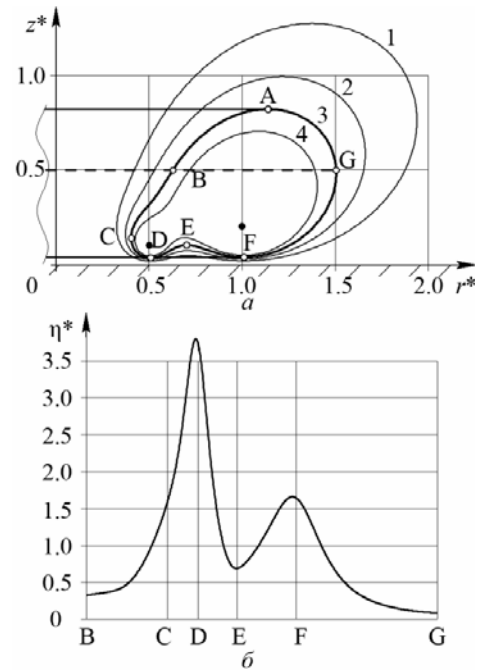


Рис. 4

r^*	Задане значення $B^*(r^*, 0)$	Розрахунок за формулою (11)			
		$N = 304$		$N = 1552$	
		$B^*(r^*, 0)$	$\xi, \%$	$B^*(r^*, 0)$	$\xi, \%$
0,05	-0,0690	-0,0690	0,1261	-0,0690	0,0271
0,25	-0,5031	-0,5037	0,1362	-0,5034	0,0697
0,45	-2,7101	-2,7173	0,2657	-2,7131	0,1106
0,50	-3,2612	-3,2730	0,3619	-3,2652	0,1214
0,55	-2,5747	-2,5843	0,3757	-2,5772	0,0978
0,75	-0,9421	-0,9446	0,2648	-0,9426	0,0518
0,95	-1,5451	-1,5527	0,4925	-1,5468	0,1089
1,00	-1,5851	-1,5935	0,5290	-1,5871	0,1220
1,05	-1,4470	-1,4543	0,5046	-1,4487	0,1183
1,30	-0,4087	-0,4095	0,1899	-0,4089	0,0531
1,50	-0,1621	-0,1622	0,0977	-0,1622	0,0486

тина точного профілю соленоїда може бути зрізана. При цьому відносна розбіжність між заданим та отриманим після зрізу соленоїда розподілами індукції не перевищує декількох відсотків.

1. Белый И.В., Ферттик С.М., Хименко Л.Т. Справочник по магнитно-импульсной обработке металлов. Харьков: Вища школа, 1977. 168 с.
2. Лагутин А.С., Ожогин В.И. Сильные импульсные магнитные поля в физическом эксперименте. Москва: Энергоатомиздат, 1988. 192 с.
3. Михайлов В.М. Продолжение магнитного потока и потенциала плоскомеридианных полей с плоской поверхности. *Електричество*. 2002. № 10. С. 58–64.
4. Коновалов О.Я., Михайлов В.М., Петренко Н.П. Решение задачи продолжения магнитного поля с цилиндрической поверхности при помощи функции Грина. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 5. С. 11–13.
5. Морс Ф.М., Фешбах Г. Методы теоретической физики. Т.1. Москва: ИЛ, 1958. 931 с.
6. Смайт В. Электростатика и электродинамика. Москва: ИЛ, 1954. 604 с.
7. Бинс К., Лауренсон П. Анализ и расчет электрических и магнитных полей. Москва: Энергия, 1970. 376 с.
8. Янке Е., Эмде Ф., Лёш Ф. Специальные функции (формулы, графики, таблицы). Москва: Наука, 1968. 344 с.
9. Михайлов В.М. Функції Гріна плоскомеридіанних електричних та магнітних полів над плоскою граничною поверхнею. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 4. С. 5–9

УДК 621.3

В.М. Михайлов, докт. техн. наук, **Н.П. Петренко**

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»,
ул. Кирпичева, 2, Харьков, 61002, Украина

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОФИЛЯ СОЛЕНОИДА ДЛЯ СОЗДАНИЯ ИМПУЛЬСНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ НА ПЛОСКОЙ ГРАНИЦЕ ПРОВОДНИКА

Развит метод продолжения магнитного потока при помощи системы соосных кольцевых элементарных проводников с токами и соответствующей функции Грина применительно к плоской граничной поверхности. Получены функции Грина плоскомеридианного магнитного поля системы кольцевой элементарный проводник с током - идеально сверхпроводящее полупространство. Приведены примеры определения профилей массивных одновитковых соленоидов, создающих на плоской поверхности проводника заданное распределение индукции импульсного магнитного поля при резком поверхностном эффекте. Выполнена проверка соответствия полученных профилей заданным граничным распределениям поля. Исследовано влияние среза верхней части профиля соленоида на распределение индукции магнитного поля на граничной поверхности. Библи. 9, рис. 4, таблица.

Ключевые слова: продолжение магнитного потока, функция Грина, импульсное магнитное поле, профиль массивного соленоида, резкий поверхностный эффект.

V.M. Mykhailov, M.P. Petrenko

National Technical University "Kharkiv polytechnic institute",
2, Kyrpychova str., Kharkiv, 61002, Ukraine

DETERMINATION OF SOLENOID PROFILE FOR GENERATING PULSED MAGNETIC FIELD ON FLAT CONDUCTOR BOUNDARY

Method of magnetic flux continuation using system of coaxial annular elementary conductors with currents and corresponding Green's function applied to flat boundary surface is developed. Green's functions for axisymmetric magnetic field of system of annular elementary conductor – perfectly superconducting half-space are received. Samples of determination of massive single-turn solenoids, which generating given magnetic induction distribution on flat surface of conductor with sharp skin effect are given. Conformity check of received profiles to given boundary field distributions is implemented. Influence of profile top part cut on magnetic induction distribution is investigated.

References 9, figures 4, table.

Key words: magnetic flux continuation, Green's function, pulsed magnetic field, massive solenoid profile, sharp skin effect.

1. Belyi I.V., Fertik S.M., Khimenko L.T. Electromagnetic Metal Forming Handbook. Kharkov: Vyshcha Shkola, 1977. 168 p. (Rus)
2. Lagutin A.S., Ozhogin V.I. Strong pulsed magnetic fields in physical. Moskva: Energoatomizdat, 1988. 192 p. (Rus)
3. Mikhailov V.M. Continuation of magnetic flux and potential of flat meridian fields from flat surface. *Elektrichestvo*. 2002. No 10. P. 58–64. (Rus)
4. Konovalov O.Ya., Mikhailov V.M., Petrenko M.P. Solution of the problem of the magnetic field continuation from cylindrical surface by using Green's function. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 5. P. 11–13. (Rus)
5. Mors F.M., Feshbakh G. Methods of theoretical physics. Vol. 1. Moskva: Inostrannaia Literatura, 1958. 931 p. (Rus)
6. Smite V. Electrostatics and Electrodynamics. Moskva: Inostrannaia Literatura, 1954. 604 p. (Rus)
7. Bins K., Laurensen P. Analysis and calculation of electric and magnetic fields. Moskva: Energiia, 1970. 376 p. (Rus)
8. Yanke E., Emde F., Lesh F. Special functions (formulas, graphs, tables). Moskva: Nauka, 1968. 344 p. (Rus)
9. Mikhailov V.M. Green's functions of axisymmetric electric and magnetic fields above flat boundary surface. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2018. No 4. P. 5–9. (Ukr)

Надійшла 02.03.2018
Received 02.03.2018

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ТА ЕНЕРГЕТИЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

УДК 621.365.5

ІНДУКЦІЙНЕ НАГРІВАННЯ З'ЄДНАНИХ З НАТЯГОМ ФЕРОМАГНІТНИХ ДЕТАЛЕЙ

А.К. Шидловський, акад. НАН України, **А.Ф. Жаркін**, чл.-кор. НАН України, **Ю.М. Гориславець**, докт. техн. наук, **В.О. Новський**, докт. техн. наук, **О.І. Глухенький**, канд. техн. наук, **О.І. Бондар**
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: ugoris@ied.org.ua

Наведено результати розрахункового дослідження електромагнітних, теплових і внутрішньомеханічних (деформаційних) процесів при індукційному нагріванні феромагнітних деталей, з'єднаних між собою з натягом. Зазначені дослідження проводилися за допомогою запропонованої раніше математичної моделі на прикладі індукційного нагрівання, необхідного для демонтажу бандажу з колеса моторного вагона електропоїзда. Для здійснення такого демонтажу запропоновано застосувати індукційну електромагнітну систему у вигляді круглого індуктора з магнітопроводом, що живиться струмом підвищеної частоти. Визначено залежності електромагнітних параметрів та технічних характеристик такої системи від частоти струму джерела живлення. Бібл. 4, рис. 7, таблиця.

Ключові слова: індукційне нагрівання, математичне моделювання, електромагнітна система, демонтаж посаджених з натягом феромагнітних деталей.

Вступ. Як відомо, індукційне нагрівання є одним із найбільш ефективних заходів при проведенні операцій по монтажу і демонтажу вузлів і деталей, з'єднаних шляхом гарячої посадки (посадки з натягом). Звісно, індукційне нагрівання для демонтажу металевих деталей є більш складною технологічною операцією, ніж нагрівання для монтажу зазначених деталей під посадку. Якщо в останньому випадку досить лише окремо нагріти зовнішню деталь до встановленої температури, то при демонтажі необхідно в процесі нагрівання зовнішньої деталі обмежити істотне нагрівання внутрішньої. У багатьох випадках ця задача до того ж ускладнюється просторовими обмеженнями щодо розміщення індуктора. Саме тому при демонтажі деталей з натягом можуть бути ефективно використані переваги високочастотного індукційного нагрівання, що проявляються в можливості забезпечення локалізованого виділення теплоти у матеріалі деталей.

У роботі [1] шляхом мультифізичного моделювання електромагнітних, теплових і внутрішньомеханічних процесів було проведено дослідження індукційного нагрівання посаджених з натягом металевих деталей, яке необхідне для здійснення операції по демонтажу алюмінієвих дисків зі сталеної ступиці котка гусеничного транспортного засобу. Для проведення зазначеного монтажу запропоновано застосувати електромагнітну систему, яка дає змогу сконцентрувати тепловиділення у диску, практично не нагріваючи при цьому ступицю котка.

Представлена робота власне є продовженням статті [1] у напрямку подальшого дослідження індукційного нагрівання металевих деталей. Якщо у попередній роботі розглядався приклад індукційного нагрівання неферомагнітних деталей, то ця робота присвячена індукційному нагріванню деталей, виготовлених із феромагнітного матеріалу. Таким чином, **метою** цієї статті є розрахункові дослідження фізичних процесів при індукційному нагріванні з'єднаних з натягом феромагнітних деталей на основі запропонованої раніше математичної моделі.

Постановка задачі дослідження. Дослідження проводилися на прикладі індукційного нагрівання, необхідного для демонтажу бандажу з колеса моторного вагона електропоїзда.

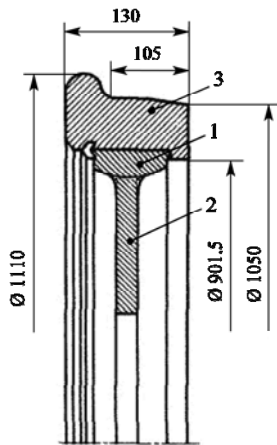


Рис. 1

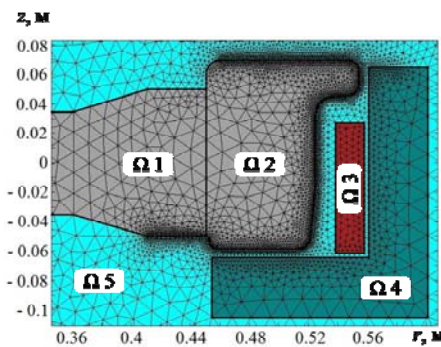


Рис. 2

Необхідність такої операції виникає тому, що після зношення бандажу він підлягає подальшій заміні. Загальний вигляд залізничного колеса з основними його розмірами представлено на рис. 1, де позначено: 1 – обід колеса; 2 – внутрішній диск; 3 – бандаж.

Монтаж бандажу на ободі колеса зазвичай виконується за допомогою гарячої посадки з натягом. При зовнішньому діаметрі обода 901,5

мм внутрішній діаметр бандажа в холодному стані (до посадки на колесо) становить 900 мм. Тому бандаж для посадки слід попередньо нагріти для збільшення його внутрішнього діаметра до розмірів, що перевищують діаметр обода. Після гарячої посадки натяг складає 0,75 мм, що забезпечує міцне з'єднання деталей. Відповідно, для того щоб мати можливість без особливих зусиль зняти бандаж з колеса, його слід нагріти до температури, необхідної для збільшення внутрішнього діаметра бандажа на величину, яка дещо перевищує 1,5 мм. Це є необхідним для компенсації натягу і створення реального зазору між деталями.

Для здійснення зазначеного демонтажу запропоновано проводити індукційне нагрівання бандажа з використанням електромагнітної системи у вигляді круглого індуктора з феромагнітним магнітопроводом, що живиться струмом підвищеної частоти. Магнітопровід пропонується виконати із восьми рівномірно розташованих по колу індуктора шихтованих із електротехнічної сталі окремих пакетів. Як і в попередній роботі, вибір конструкції індукційної системи проводився за умови її живлення від створеного в Інституті електродинаміки НАН України багатофункціонального джерела живлення – енергозберігаючої електротермічної установки ЕТУ-250 [2].

На рис. 2 представлено розрахункову область мультифізичної моделі для дослідження електромагнітних, теплових і внутрішньомеханічних процесів у системі індукційного нагрівання деталей, в якій відображено взаємне положення обода (область Ω_1) і бандажа (область Ω_2) залізничного колеса, а також індуктора (область Ω_3) з магнітопроводом (область Ω_4). Магнітопровід L-подібного поперечного перерізу разом з бандажем, який має гребінь висотою 30 мм та шириною 25 мм, утворюють замкнений феромагнітний контур для проходження магнітного потоку. Між бандажем і магнітопроводом при цьому утворюється вільна зона перерізом приблизно 30 на 105 мм, в якій розміщується котушка індуктора. У випадку використання для котушки мідної трубки зовнішнім діаметром 10 мм з урахуванням електроізоляційних та бандажних елементів котушки та наявності теплоізоляції між нею і бандажем колеса вона може мати до 20 витків. Додатковою перевагою наведеної компоновки системи є можливість вільного (безперешкодного) підведення індуктора до залізничного колеса або, навпаки, – колеса до індуктора.

Відомо, що використання шихтованого феромагнітного магнітопроводу накладає обмеження на вибір частоти струму живлення при індукційному нагріванні. Граничною при цьому вважається значення частоти у 10 кГц [3]. Підвищення частоти супроводжується зростанням втрат на вихрові струми та гістерезис у магнітопроводі, тому за рівних умов перевагу в цьому сенсі слід надавати вибору більш низьких частот.

Чисельне розв'язання пов'язаних між собою електромагнітної, теплової і внутрішньомеханічної (деформаційної) задач проводилось шляхом використання наведеної в роботі [1] математичної моделі за наступним алгоритмом. Спочатку розв'язувалася стаціонарна нелінійна електромагнітна задача, в результаті чого визначалися потужність внутрішніх джерел тепла в металевих деталях та електромагнітні параметри індукційної системи нагрівання.

Задача розв'язувалася при заданій напрузі на індукторі, що дає змогу безпосередньо узгоджувати індукційну систему з джерелом живлення. Після цього сумісно розв'язувалися нестационарні теплова і механічна задачі, що дало можливість у кінцевому рахунку визначити відносно зміщення деталей у процесі нагрівання. Слід зазначити, що електромагнітна задача розв'язувалася для всієї наведеної на рис. 2 розрахункової області, а теплова та механічна – тільки для металевих деталей, тобто для областей обода та бандажа.

Як і в роботі [1], чисельний розрахунок електромагнітної задачі виконувався при заданій напрузі на індукторі $U = 600$ В, яка відповідає амплітудному значенню еквівалентної синусоїди вихідної напруги установки ЕТУ-250. Основну криву намагніченості $B(H)$ для феромагнітного матеріалу (конструкційної сталі) деталей та побудовану на її основі відповідно до усередненого енергетичного методу (average energy method [4]) ефективну криву $B_{\text{ef}}(H)$, що використовувалася при розрахунках нелінійної електромагнітної задачі, представлено на рис. 3. Використання ефективної кривої намагніченості дає змогу, не вдаючись до розрахунків нестационарних процесів, які потребують великих розрахункових ресурсів, обчислювати електромагнітне поле для систем з нелінійними феромагнітними матеріалами в частотній області.

Залежність фізичних характеристик матеріалів деталей від температури в розрахунках не враховувалася. Приймалися їх усереднені значення під час нагрівання у визначеному діапазоні температур. У даному випадку для матеріалу бандажа такими вважалися значення характеристик при температурі 200 °С. У тепловій задачі, враховуючи наявність натягу при посадці, термічний опір між бандажем і ободом колеса не враховувався. Розрахунок проводився в адиабатичному режимі, тобто втратами тепла з поверхні колеса нехтувалося.

Сумісний розрахунок теплової і механічної задач проводився з плином часу до появи проміжку між ободом та бандажем (внаслідок термічної деформації) $\Delta = 1$ мм. Вважалося, що в цей проміжок умовно входить натяг, що дорівнює $0,75$ мм, (нагрівання спочатку має зняти напружений стан бандажа) і реальний проміжок для вільного роз'єднання деталей, який складає $0,25$ мм.

Результати моделювання. У таблиці представлено результати розрахунків індукційного нагрівання бандажа при узгодженій зміні частоти струму живлення f та кількості витків індуктора w , що забезпечують для всіх варіантів розрахунку протікання струму в індукторі $I = 600$ А (амплітудне значення).

w	f , кГц	S , кВА	$P_{\text{банд}}$, кВт	$P_{\text{інд}}$, кВт	$t_{\text{нагр}}$, с	T_{max} , °С
16	0,44	93,7+152,2i	87,2	6,5	355	409
14	0,67	88,6+153,3i	83,1	5,5	368	405
12	1,03	84,8+158,2i	80,0	4,8	383	384
10	1,74	78,1+161,7i	74,1	4,0	410	382
8	3,2	69,3+165,5i	66,1	3,2	463	376
6	6,7	58,9+169,3i	55,9	3,0	530	370

Дотримання незмінних значень напруги та струму в індукторі забезпечувалось проведенням розрахунків при постійній повній потужності індуктора $\text{Abs}(S) = 0,5UI = 0,5 \cdot 600 \cdot 600 = 180$ кВА. Як видно з представлених у таблиці даних, розглядався діапазон частот від $0,44$ до $6,7$ кГц, що супроводжувався зміною кількості витків відповідно від 16 до 6 .

Із збільшенням частоти струму живлення в зазначеному діапазоні активна потужність електромагнітної системи суттєво зменшується, а реактивна – збільшується. Залежність втрат у котушці індуктора $P_{\text{інд}}$ та тепловиділень у бандажі $P_{\text{банд}}$ від частоти представлено на рис. 4. При незмінному значенні струму в котушці втрати в ній спочатку зменшуються про-

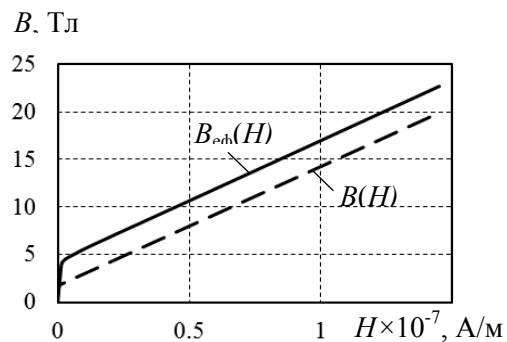


Рис. 3

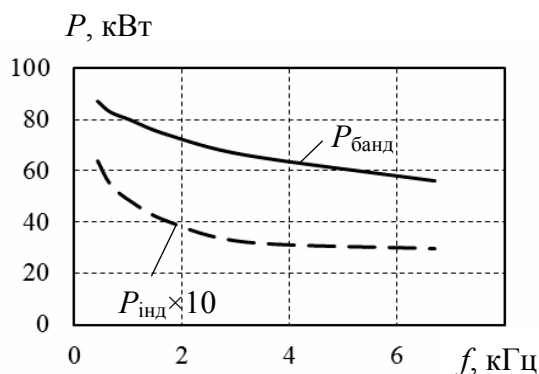


Рис. 4

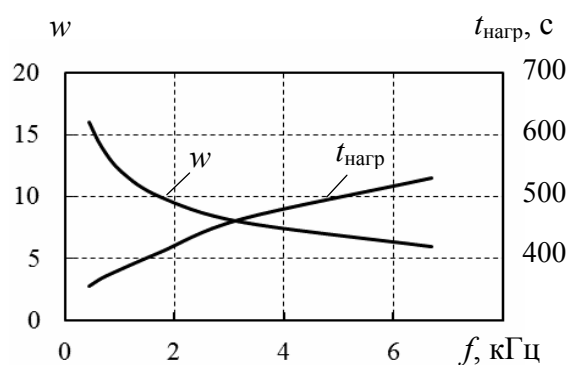


Рис. 5

порційно зменшенню кількості витків. При подальшому збільшенні частоти (вище 4 кГц), коли глибина проникнення електромагнітного поля в мідь стає меншою 1 мм (товщини стінки мідної трубки), на втрати в індукторі починає все більше впливати активний опір трубки.

Залежності від частоти кількості витків індуктора w та часу нагрівання $t_{\text{нагр}}$, протягом якого досягається проміжок між бандажем та ободом $\Delta = 1$ мм, представлено на рис. 5. З наведеної таблиці видно, що бандаж нагрівався до температури, значення якої забезпечувало можливість його демонтажу, впродовж 6-9 хв. Збільшення тривалості нагрівання $t_{\text{нагр}}$, яке забезпечує досягнення необхідного проміжку Δ , зі зростанням частоти пов'язано зі зменшенням потужності тепловиділень у бандажі.

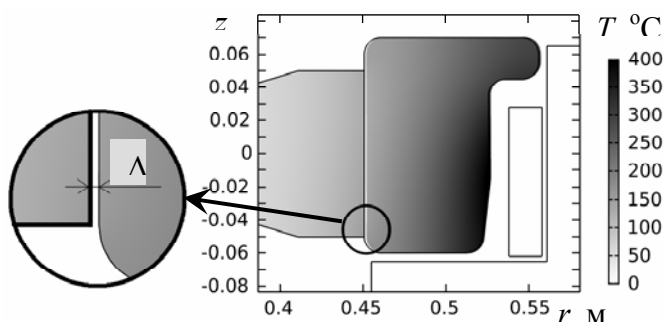


Рис. 6

Максимальна температура на поверхні бандажа в кінці нагрівання досягається при частоті 0,44 кГц, коли тепловиділення в ньому максимальні. Розподіл температури при здійсненні демонтажу на момент $t = t_{\text{нагр}}$ на частоті 0,44 кГц представлено на рис. 6. Слід відзначити достатньо високу середню температуру обода на цей момент, яка сягає 80 °С. Середня температура бандажа при цьому складає 233 °С.

Залежності коефіцієнта корисної дії η та коефіцієнта потужності $\cos \varphi$ електромагнітної системи від частоти представлено на рис. 7. У розглянутому діапазоні частот ККД системи практично не змінюється. Спочатку він дещо збільшується від мінімального значення 93,2 % при 0,44 кГц до 95,4 % при 3,2 кГц. Після 4 кГц, як уже зазначалося, відбувається зростання активного опору котушки індуктора і ККД починає дещо знижуватися, досягаючи при частоті 6,7 кГц 95 %. Зазначимо, що наведені значення ККД не враховують втрати на вихрові струми та гістерезис у шихтованому магнітопроводі.

На відміну від ККД коефіцієнт потужності системи монотонно змінюється в значно ширших межах – від 0,53 при 0,44 кГц до 0,33 при 6,7 кГц, маючи більш високі значення при низьких частотах.

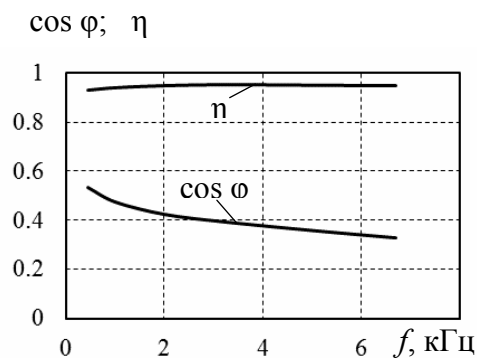


Рис. 7

Таким чином, для зняття бандажу із залізничного колеса моторного вагона електропоїзда пропонується використати електромагнітну систему у вигляді круглого індуктора з магнітопроводом, що складається з низки рівномірно розташованих по колу індуктора шихтованих із електротехнічної сталі окремих пакетів. Виходячи з більш високого значення коефіцієнта потужності та меншого рівня втрат у магнітопроводі при низьких частотах, пропонується вибрати робочу частоту $f = 0,5$ кГц, яка є мінімальною частотою для перетворювача ЕТУ-250.

1. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Гориславець Ю.М., Новський В.О., Глухенький О.І., Бондар О.І. Дослідження індукційного нагрівання з'єднаних між собою металевих деталей. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2018. Вип. 49. С. 60–68.
2. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Павлов В.Б., Новський В.О., Пазєєв А.Г., Палачов С.О., Павленко В.С., Бойко П.С., Тугаєнко Ю.П., Малахатка Д.О. Енергозберігаючі електротермічні установки для високочастотного індукційного нагрівання. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2015. Вип. 41. С. 13–22.
3. Бабат Г.И. Индукционный нагрев металлов и его промышленное применение. Москва–Ленинград: Энергия, 1965. 552 с.
4. <https://www.comsol.ru/release/5.2>.

УДК 621.365.5

А.К. Шидловский, акад. НАН Украины, **А.Ф. Жаркин**, чл.-корр. НАН Украины, **Ю.М. Гориславец**, докт. техн. наук, **В.А. Новский**, докт. техн. наук, **А.И. Глухенький**, канд. техн. наук, **А.И. Бондар**

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

ИНДУКЦИОННЫЙ НАГРЕВ СОЕДИНЕННЫХ С НАТЯЖЕНИЕМ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ДЕТАЛЕЙ

Приведены результаты расчетного исследования электромагнитных, тепловых и внутримеханических (деформационных) процессов при индукционном нагреве ферромагнитных деталей, соединенных между собой с натяжением. Указанные исследования проводились с помощью предложенной ранее математической модели на примере индукционного нагрева, необходимого для демонтажа бандажа с колеса моторного вагона электропоезда. Для осуществления такого демонтажа предложено применить индукционную электромагнитную систему в виде круглого индуктора с магнитопроводом, питающуюся током повышенной частоты. Определены зависимости электромагнитных параметров и технических характеристик такой системы от частоты тока источника питания. Библи. 4, рис. 7, таблица.

Ключевые слова: индукционный нагрев, математическое моделирование, электромагнитная система, демонтаж посаженных с натяжением ферромагнитных деталей.

A.K. Shydlovskiy, A.F. Zharkin, Y.M. Goryslavets, V.O. Novskiy, O.I. Glukhenkiy, O.I. Bondar

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

INDUCTION HEATING OF CONNECTED WITH TENSION METAL DETAILS

Results of computational investigation of electromagnetic, heat and internally mechanical (deformation) processes during induction heating of ferromagnetic details, connected with tension are presented. These investigations were conducted on the basis of proposed earlier mathematical model as an example of induction heating, that is necessary for dismantling of bandage from the wheel of a train car. For performing of such dismantling process it is proposed to apply induction electromagnetic system that looks like round inductor with magnetic conductor, that powered by current of increased frequency. Electromagnetic parameters and technical characteristics of such system depending on frequency of power supply have been determined. References 4, figures 7, table.

Key words: induction heating, mathematical modelling, electromagnetic system, dismantling of planted with tension ferromagnetic details.

1. Shydlovskiy A.K., Zharkin A.F., Goryslavets Y.M., Novskiy V.O., Glukhenkiy O.I., Bondar O.I. Investigation of induction heating of connected with tension metal details. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv. 2018. Vip. 49. Pp. 60–67. (Ukr)
2. Shydlovskiy A.K., Zharkin A.F., Pavlov V.B., Novskiy V.O., Pazieiev A.H., Palachov S.O., Pavlenko V.Ye., Boiko P.S., Tuhaienko Yu.P., Malahatka D.O. Energy saving electro thermal installations for high frequency induction heating. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv. 2015. Vip. 41. Pp. 13–22. (Ukr)
3. Babat G.I. Induction heating of metals and its industrial application. Moskva-Leningrad: Energiya, 1965. 552 p. (Rus)
4. <https://www.comsol.ru/release/5.2>.

Надійшла 05.03.2018

Received 05.03.2018

УДК 620.179:621.373.5

ОБРОБКА ЗВАРНИХ З'ЄДНАНЬ ІМПУЛЬСНИМ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ПОЛЕМ ПРИ СЛАБКОМУ СКІН-ЕФЕКТІ**Ю.М. Васецький¹**, докт. техн. наук, **І.П. Кондратенко²**, чл.-кор. НАН України,**І.Л. Мазуренко³**, канд. техн. наук, **О.М. Пашин⁴**, канд. техн. наук

1–3 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

yuriy.vasetsky@gmail.com

4 – Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,

вул. Малеви́ча, 11, Київ-150, 03150, Україна

Розглянуто можливість застосування безконтактного методу впливу імпульсного електромагнітного поля на зварний шов алюмінієвого листа за умови слабого скін-ефекту, при якому в матеріалі виникають механічні напруження і протікають індуковані струми високої густини. Отримано розподіли магнітного тиску, механічних напружень розтягу в листі та густини індукованого струму на основі розрахункових моделей індукторів з різним розташуванням струмових контурів відносно електропровідного листа. Встановлено, що при слабкому скін-ефекті механічні напруження розтягу досягають межі плинності за умови надвисокої величини струму контура. Визначено необхідні величини тривалості та амплітуди імпульсних струмів, які забезпечують слабкий скін-ефект в алюмінієвому листі й дають змогу отримати необхідні механічні напруження або необхідні величини густини індукованого струму для ефекту електропластичності в зварному шві. Бібл. 8, рис. 11.

Ключові слова: електромагнітне поле, імпульсний електричний струм, слабкий скін-ефект, зварний шов, металева штаба.

На сьогодні в галузі металообробки впроваджуються нові ефективні технології, застосування яких дає змогу суттєво підвищити характеристики міцності та корозійної стійкості конструкційних матеріалів і збільшити ресурс їх експлуатації. При цьому достатня увага приділяється питанням пошуку нових ефективних способів обробки металів і сплавів. Одними з високотехнологічних методів обробки зварних конструкцій є методи із застосуванням впливу імпульсного електричного струму та імпульсного електромагнітного поля [8], які позитивно впливають на механічні властивості металевих матеріалів. Використання їх є більш результативним у порівнянні з методами традиційної обробки [1]. Обробка зварних швів при дії імпульсного електромагнітного поля, основана на виникненні електродинамічних зусиль у металі й появі механічних напружень на рівні межі плинності, сприяє зниженню напружено-деформованих станів особливо вразливих областей переходу шва до основного матеріалу [5]. Позитивний вплив на зварний шов досягається при використанні того ж методу із застосуванням імпульсного електромагнітного поля завдяки ефекту електропластичності. Тому виникає питання доцільності об'єднання цих методів впливу або вибору більш ефективного з них [3].

Метою роботи є дослідження розподілу індукованих струмів та механічних напружень в електропровідному листі за умови слабого скін-ефекту при дії імпульсного магнітного поля, створеного індукторами у вигляді струмових контурів різних конфігурацій, отримання необхідних величин тривалості та амплітуди струмів. Увага приділяється також особливостям застосування слабого скін-ефекту, які полягають у наступному: відносно малим індукованим струмам при слабкому скін-ефекті, можливості отримати на відміну від дії сильного скін-ефекту, окрім напружень стиску, також і напружень розтягу в металевій штабі.

Дослідження проведено при дії імпульсного електромагнітного поля на лист з алюмінієвого сплаву АМг6, зварні з'єднання якого на практиці зазвичай обробляють з використанням зазначених методів впливу [5].

Імпульс струму при слабкому скін-ефекті. Характеристики імпульсу струму мають обиратися залежно від необхідного процесу загасання магнітного поля в електропровідному середовищі, тобто від того, має місце слабкий чи сильний скін-ефект [4]. У разі гармонічного

в часі поля необхідно проводити порівняння товщини електропровідного матеріалу h і глибини проникнення поля $\delta = \sqrt{2/\omega\gamma\mu_0}$, яка зменшується зі збільшенням циклічної частоти $\omega = 2\pi f$ та електропровідності матеріалу γ [7]. Якщо $h \ll \delta$, то має місце слабкий скін-ефект і можна вважати, що електропровідний лист є «прозорим» для магнітного поля, оскільки струми, що індукуються в ньому, є досить малими в порівнянні з такими ж струмами у випадку сильного скін-ефекту, коли створене магнітне поле практично повністю компенсує первинне поле індуктора. Крім того, в умовах слабого скін-ефекту магнітне поле індуктованих струмів в електропровідному листі є малим порівняно з магнітним полем індуктора, і його можна не враховувати.

У зв'язку з незначною величиною магнітного поля струмів в електропровідному листі порівняно з полем струмів індуктора будемо нехтувати перехідним процесом дифузії магнітного поля в електропровідне середовище [4, 6].

У випадку імпульсного струму значна частина імпульсу магнітного поля з енергетичної точки зору припадає на характерну частоту чи вузький діапазон частот, які можна виділити для оцінок зі всього спектра, і саме для них справедливим залишається представлення про слабкий скін-ефект.

Будемо вважати, що імпульс струму є позитивною півхвилею синусоїдальної форми, тобто

$$I(t) = \begin{cases} I_m \sin(\omega t), & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0, & \omega t > \pi \end{cases}, \quad (1)$$

де ω – циклічна частота, яка є характерною частотою частотного спектра імпульсу. У випадку слабого скін-ефекту циклічна частота ω пов'язана з товщиною h алюмінієвого листа співвідношенням

$$h = k_d \delta, \quad (2)$$

а «коефіцієнт непрозорості» k_d має задовольняти умові $k_d < 1$ або

$$\omega = \frac{2k_d^2}{\mu_0 \gamma h^2}. \quad (3)$$

Розрахункова модель з індуктором, струмові контури якого розташовані паралельно плоскому електропровідному листу. Розрахункову модель з індуктором, прямий і зворотний струмопроводи якого розташовані паралельно алюмінієвому листу на однаковій відстані від його середньої лінії, показано на рис. 1.

Вважається, що зварний шов орієнтований вздовж осі x . Задача ставиться в двовимірній постановці, що відповідає системі, в якій подовжні розміри вздовж шва значно перевищують поперечні розміри системи.

Для проведення оцінок будемо вважати, що струм протікає за центральними лініями струмопроводів: правий I^+ – у позитивному напрямку осі x , лівий I^- – протилежно осі x .

У зв'язку з малою товщиною металевої штаби магнітне та індукване електричне поля розраховуються на середній лінії, яка співпадає з віссю y . Крім того, в межах товщини штаби будемо нехтувати зміною полів у поперечному напрямку.

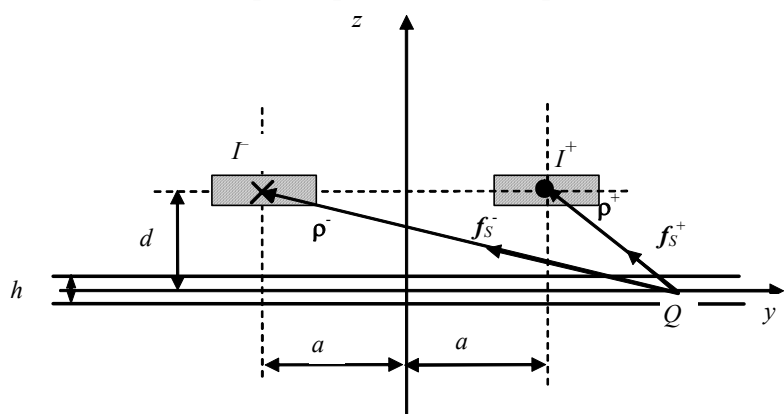


Рис. 1

Тоді, враховуючи зроблені припущення, з закону електромагнітної індукції

$$\operatorname{rot} \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (4)$$

отримаємо рівняння для знаходження поздовжньої складової напруженості електричного поля E_x :

$$\frac{\partial E_x}{\partial y} = \frac{\partial B_z}{\partial t}. \quad (5)$$

Оскільки в умовах слабкого скін-ефекту магнітне поле визначається тільки струмами індуктора, тобто двома зосередженими струмами (рис. 1), то нормальна складова індукції при $z = 0$ у цій моделі визначається таким чином [2]:

$$B_z = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[\frac{y-a}{(y-a)^2 + d^2} - \frac{y+a}{(y+a)^2 + d^2} \right]. \quad (6)$$

З урахуванням виразу (5), виконуючи інтегрування за координатою y , знайдемо поверхневу густину струму j_{sx} в алюмінієвому листі:

$$j_{sx} = \gamma h E_x(y, z=0) = \gamma h \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{dI}{dt} \ln \frac{(y-a)^2 + d^2}{(y+a)^2 + d^2}. \quad (7)$$

Поверхневу густину електромагнітних сил, що діють на металевий лист, знайдемо як силу взаємодії розподіленого вздовж поверхні струму j_{sx} зі струмами індуктора I^+ і I^- . Шукана сила Лоренца $\mathbf{f} = \mathbf{j}_s \times \mathbf{B}$ у такому випадку визначається вектором індукції магнітного поля $\mathbf{B}$, яка є суперпозицією полів струмів I^+ і I^- :

$$\begin{aligned} \mathbf{f} = \mathbf{f}^+ + \mathbf{f}^- &= \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left(\frac{\boldsymbol{\rho}^+}{(\rho^+)^2} - \frac{\boldsymbol{\rho}^-}{(\rho^-)^2} \right) j_{sx} = \\ &= -\frac{\mu_0^2 \gamma h}{16\pi^2} \frac{dI^2}{dt} \left[\frac{(y-a)\mathbf{e}_y + d\mathbf{e}_z}{(y-a)^2 + d^2} + \frac{-(y+a)\mathbf{e}_y + d\mathbf{e}_z}{(y+a)^2 + d^2} \right] \ln \frac{(y-a)^2 + d^2}{(y+a)^2 + d^2}, \end{aligned} \quad (8)$$

де $\mathbf{e}_y$ і $\mathbf{e}_z$ – одиничні вектори вздовж відповідних координат; $\boldsymbol{\rho}^+$, $\boldsymbol{\rho}^-$ – вектори, спрямовані від точки Q на середній лінії листа до точок розташування струмів I^+ і I^- .

Надалі всі величини, які позначено зірочкою, є безрозмірними з таким нормуванням:

– величини довжини $y = y^* d$ і т.п.;

– струм $I = I^* I_m$;

– частота і час нормовані на базисну частоту $f_b = 1/\pi d^2 \mu_0 \gamma$, при якій $\delta = d$, тобто $f = f^* f_b$, $t = t^* / f_b$;

– індукція магнітного поля $B = B^* \frac{\mu_0 I_m}{4\pi d}$;

– поверхнева густина індукovanого струму $j_s = j_s^* \gamma h \frac{\mu_0 I_m}{4\pi} f_b = j_s^* \frac{I_m h}{4\pi^2 d^2}$;

– поверхнева густина електромагнітних сил та механічних напружень

$f = f^* \frac{\mu_0 I_m^2}{16\pi^3 d^3}$, $\sigma = \sigma^* \frac{\mu_0 I_m^2}{16\pi^3 d^3}$ відповідно.

Зазначимо, що оцінки розподілів індукованих струмів та механічних напружень буде проведено при вихідних параметрах імпульсу струму $t^* = \frac{\pi}{4\omega^*} = \frac{1}{8} \left(\frac{h^*}{k_d} \right)^2$, розташуванні струмопроводів індуктора $\frac{h}{d} = \frac{1}{1,5}$ і «коефіцієнті непрозорості» $k_d = \frac{1}{\sqrt{20}}$.

На рис. 2 показано розподіл компонент поверхневої густини сил, що діють на алюмінієвий лист у площині, як показано на рис. 1, при різних відстанях між струмопроводами індуктора. На рис. 2 а представлено залежності вертикальної складової (магнітного тиску), а на рис. 2 б зображено залежності у-складової сили.

Наведені на рис. 2 сили розраховано на момент часу, коли вони є максимальними, тобто в момент максимуму похідної від квадрату струму індуктора. Для імпульсу струму (1), що розглядається, цей момент часу відповідає умові $\omega t = \pi/4$. Приклад розрахунку в абсолютних одиницях параметрів електромагнітної системи наведено нижче.

Як видно, при слабкому скін-ефекті сили в цілому збільшуються зі збільшенням відстані між прямим і зворотним струмами індуктора. Це пояснюється тим, що електрорушійна сила електромагнітної індукції буде тим більшою, чим більший потік магнітного поля створюється індуктором. Ця позитивна тенденція обмежується одночасним збільшенням індуктивності петлі струму, що призводить до обмеження амплітуди струму джерела енергії, а також зменшення резонансної частоти контура [7].

У випадку обмеження переміщення листа у вертикальному напрямку, коли лист встановлено на жорстку поверхню, електромагнітні сили (магнітний тиск) створюють в листі механічні напруження стиску $\sigma = f_z$.

Для отримання механічних напружень, що створюють сили f_y , необхідно проінтегрувати вираз (8) у відповідних межах вздовж осі y і результат поділити на товщину листа h :

$$\sigma(y_s) = \frac{\mu_0 \gamma}{16\pi^2} \frac{dI^2}{dt} \int_{y_s}^{\infty} \left[\frac{-(y-a)}{(y-a)^2 + d^2} + \frac{(y+a)}{(y+a)^2 + d^2} \right] \ln \frac{(y-a)^2 + d^2}{(y+a)^2 + d^2} dy. \quad (9)$$

Величина $\sigma(y_s)$ в (9) буде механічним напруженням розтягу, якщо система сил у напрямку осі y є врівноваженою і не потребує додаткової механічної опори. Покажемо це, одночасно спростивши вираз (9).

Зазначимо, що

$$\frac{d}{dy} \ln \frac{\sqrt{(y-a)^2 + d^2}}{\sqrt{(y+a)^2 + d^2}} = \frac{(y-a)}{(y-a)^2 + d^2} - \frac{(y+a)}{(y+a)^2 + d^2}. \quad (10)$$

Тоді інтеграл у (9) легко обчислюється і як результат маємо

$$\sigma(y_s) = \frac{\mu_0 \gamma}{64\pi^2} \frac{dI^2}{dt} \left[\ln \frac{(y_s - a)^2 + d^2}{(y_s + a)^2 + d^2} \right]^2. \quad (11)$$

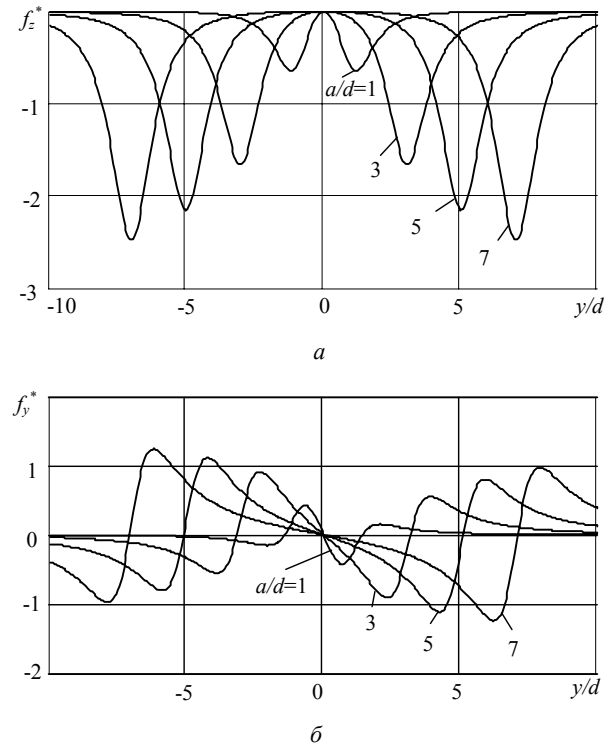


Рис. 2

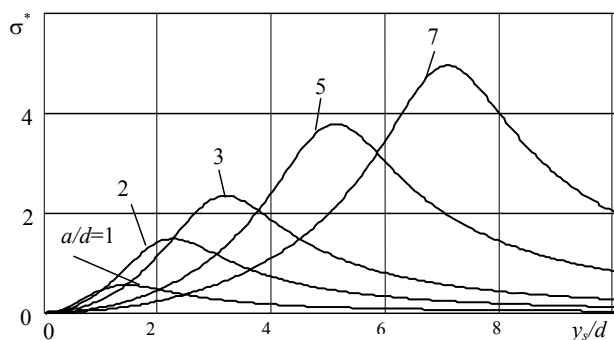


Рис. 3

З (11) видно, що $\sigma(0) = 0$, а це значить, що урівноваженим є не тільки весь лист, а й кожна його половина. Тобто цей вираз дає механічні напруженості розтягу в довільній точці y_s .

На рис. 3 показано значення нормованих механічних напружень розтягу залежно від точки на алюмінієвому листі за різних відстаней між струмопроводами індуктора.

Порівнюючи результати на рис. 3 і 2

a , бачимо, що у разі обраної товщі листа та параметрів імпульсу струму максимальна величина механічних напружень розтягу перевищує напруження стиску.

Особливістю розподілу механічних напружень у разі конфігурації індуктора зі струмопроводами, розташованими на однаковій відстані від металевішої штаби, є те, що максимальні значення реалізуються вздовж двох ліній безпосередньо під струмопроводами. Тому така конфігурація є доцільною у використанні, якщо необхідною є механічна обробка двох паралельних швів. У більш розповсюдженішому випадку обробки одного зварного шва доцільним є вибір такої конфігурації, де реалізується максимум механічних напружень вздовж однієї лінії. Для цього необхідно в подальшому проаналізувати розмірні величини струмів і параметри імпульсів, які забезпечать досягнення необхідних значень механічних напружень.

Розрахункова модель з індуктором, струмові контури якого розташовані в площині, перпендикулярній до плоского електропровідного листа. Реалізацію максимального механічного напруження вздовж однієї лінії (паралельно зварному шву)

представлено розрахунковою моделлю у вигляді прямого і зворотного провідників індуктора з імпульсним струмом, розташованих у перпендикулярній до листа площині, як показано на рис. 4.

Як і раніше, для оцінок будемо використовувати модель із зосередженими імпульсними струмами, параметри яких описуються співвідношеннями (1)...(3).

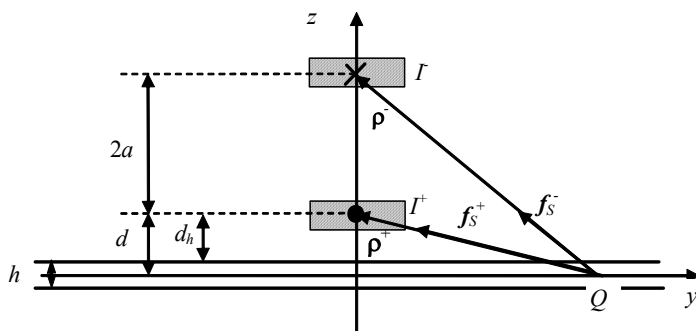


Рис. 4

Враховуючи геометрію системи, нормальна складова індукції магнітного поля та поверхнева густина індукovanого струму виявляються [2] як

$$B_z = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \left[\frac{y}{y^2 + d^2} - \frac{y}{y^2 + (d + 2a)^2} \right]; \quad (12)$$

$$j_{sx} = \gamma h \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{dI}{dt} \ln \frac{y^2 + d^2}{y^2 + (d + 2a)^2}. \quad (13)$$

У свою чергу взаємодія індукваного струму зі струмами індуктора визначає поверхневу густину електромагнітних сил, що діють на металеву штабу:

$$\mathbf{f} = \mathbf{f}^+ + \mathbf{f}^- = -\frac{\mu_0^2 \gamma h}{16\pi^2} \frac{dI^2}{dt} \left[\frac{y\mathbf{e}_y - d\mathbf{e}_z}{y^2 + d^2} - \frac{y\mathbf{e}_y - (d + 2a)\mathbf{e}_z}{y^2 + (d + 2a)^2} \right] \ln \frac{y^2 + d^2}{y^2 + (d + 2a)^2}. \quad (14)$$

На рис. 5 показано залежності нормальної складової (магнітного тиску) (рис. 5 а) і складової вздовж поверхні, перпендикулярної зварному шву (рис. 5 б), поверхневої густини електромагнітних сил від точки на алюмінієвому листі при різних відстанях між струмопроводами індуктора.

Магнітний тиск визначається нормальною складовою сил в (14) (рис. 5 а) і за наявності жорсткої підкладки дає механічні сили стиску матеріалу листа.

Для отримання механічних напружень розтягу в перерізі листа, що проходить через координату y_s , необхідно проінтегрувати f_y вздовж осі y і результат поділити на товщину

листа h . Враховуючи, що співвідношення для функції $\ln \frac{\sqrt{y^2 + d^2}}{\sqrt{y^2 + (d + 2a)^2}}$ є аналогічним (10), остаточно отримаємо

$$\sigma(y_s) = \frac{\mu_0^2 \gamma}{64\pi^2} \frac{dI^2}{dt} \left[\ln \frac{y_s^2 + d^2}{y_s^2 + (d + 2a)^2} \right]^2. \quad (15)$$

Відповідні нормовані значення механічних напружень розтягу при різних перерізах листа показано на рис. 6.

З рис. 5 а і 6 видно, що максимальні значення як механічних напружень стиску, так і розтягу реалізуються вздовж однієї лінії під провідниками індуктора. Аналогічно попередньому випадку при збільшенні відстані між провідниками індуктора збільшуються і електромагнітні сили та механічні напруження.

Приклад розрахунку параметрів електромагнітної системи. Для алюмінієвих листів різної товщини визначимо необхідні параметри імпульсу та знайдемо оціночні величини амплітуди струму для системи, елементи якої показано на рис. 4. При цьому вважаємо, що механічні напруження розтягу досягають межі пластичності для алюмінію $\sigma_T = 10^8$ Па.

Як випливає з (15), максимальне механічне напруження розтягу для представленої конфігурації досягається в площині $y_s = 0$ і визначається співвідношенням

$$\sigma(y_s = 0, t) = \frac{\mu_0^2 \gamma}{16\pi^2} I_m^2 \omega \sin(2\omega t) \left[\ln \frac{1}{1 + 2\frac{a}{d}} \right]^2. \quad (16)$$

Механічне напруження розтягу $\sigma = \sigma_T$ досягається при визначеному амплітудному значенні струму індуктора I_m на момент часу, коли $2\omega t = \pi/4$. Крім амплітуди I_m імпульс струму характеризується циклічною частотою ω або тривалістю імпульсу $t_{imp} = \pi/\omega$, необхідні величини яких згідно з (3) залежать від товщини алюмінієвого листа h та обраного «коефі-

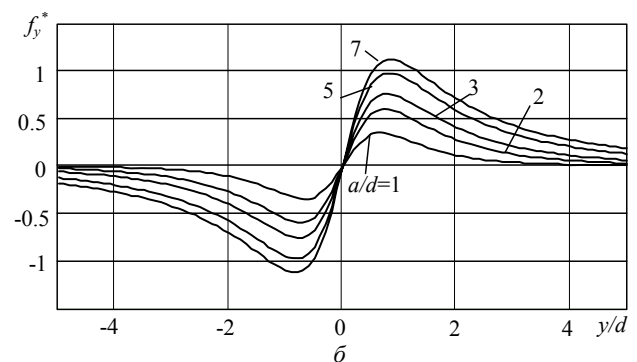
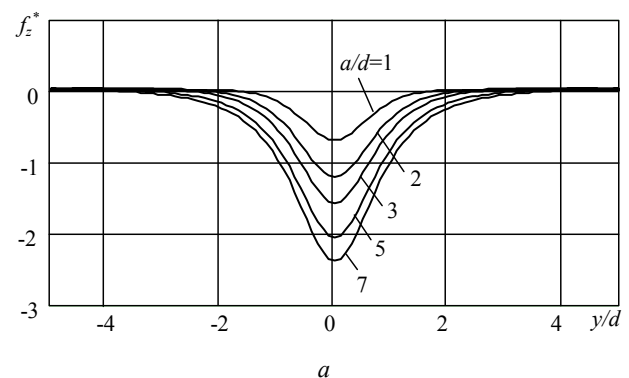


Рис. 5

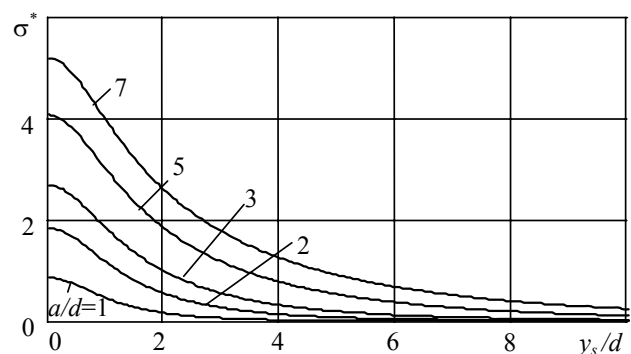


Рис. 6

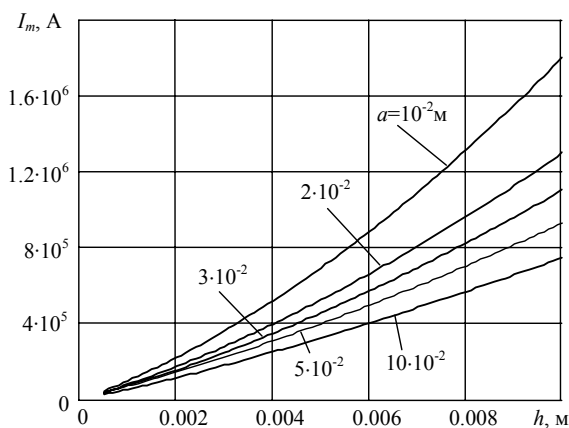


Рис. 7

цієнта непрозорості» k_d . На рис. 7 та 8 показано як параметри імпульсу струму залежать від товщини алюмінієвого листа.

На рис. 7 наведено залежності максимального струму індуктора I_m для випадку, коли механічні напруження розтягу досягають межі плинності для алюмінію залежно від товщини металевішої штаби h при «коефіцієнті непрозорості» $k_d = 0,3$, $d_h = 10^{-3}$ м і різних розмірах індуктора a . На рис. 8 зображено тривалість імпульсу струму t_{imp} залежно від товщини металевішої штаби h у разі різних значень «коефіцієнта непрозорості» k_d і $d_h = 10^{-3}$ м.

Певний вплив на значення амплітуди імпульсу струму, у разі якого механічні напруження розтягу досягають межі плинності, має відстань від ближнього до металевішої поверхні провідника індуктора. Це ілюструє рис. 9, на якому зображено залежності максимального струму індуктора I_m , коли механічні напруження розтягу досягають межі плинності для алюмінію залежно від товщини металевішої штаби h у разі різних відстаней між струмопроводом індуктора і металевішої штабою d_h та у разі розмірів індуктора $a = 3 \cdot 10^{-2}$ м і «коефіцієнта непрозорості» $k_d = 0,3$.

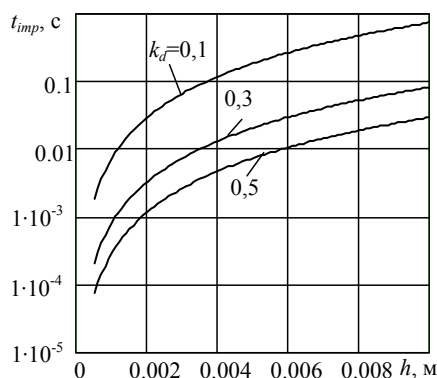


Рис. 8

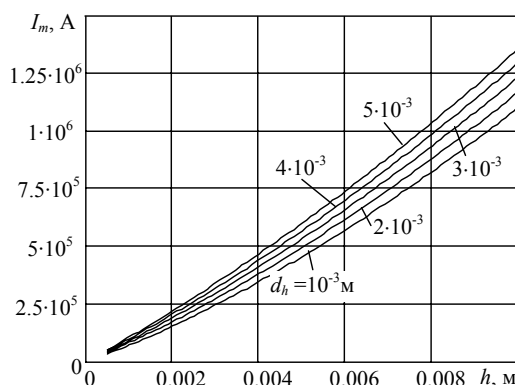


Рис. 9

Проаналізуємо показники, які можуть мати певні значення, а саме густину струму в електропровідному середовищі, і наведемо результати порівняння зміни в часі густини струму і механічних напружень.

На рис. 10 показано залежності розподілених за електропровідним листом амплітудних значень густини струму j_{mx} у разі досягнення механічних напружень розтягу $\sigma = \sigma_T$ у початковий момент часу $t = 0$ від координати y для різної товщини листа h у разі відстані між провідником і листом 10^{-3} м, розмірів індуктора $a = 3 \cdot 10^{-2}$ м і $k_d = 0,3$.

Як видно, амплітуда густини струму під провідниками індуктора у разі досягнення механічних напружень розтягу, що дорівнює межі плинності для алюмінію $\sigma_T = 10^8$ Па, виявляється в цілому вищою за значення 10^9 А/м². Значення 10^9 А/м² може бути також достатнім для обробки зварного шва і досягається у разі менших струмів індуктора, особливо внаслідок обробки алюмінієвого листа досить малої товщини.

На рис. 11 наведено часові залежності густини струму і механічних напружень розтягу під струмопроводами індуктора у разі $y = 0$, товщини листа $h = 3 \cdot 10^{-3}$ м, відстані між проводом і поверхнею листа 10^{-3} м, $a = 3 \cdot 10^{-2}$ м і досягнення механічних напружень розтягу

$\sigma = \sigma_T$. Видно, що у випадку слабкого скін-ефекту максимуми густини струму і механічних напружень досягаються в різні моменти часу – максимум густини струму в листі має місце при максимумі похідної від струму, тобто при $t = 0$, а максимум механічних напружень при максимумі похідної від квадрату струму, тобто у разі $t = \pi/2\omega$.

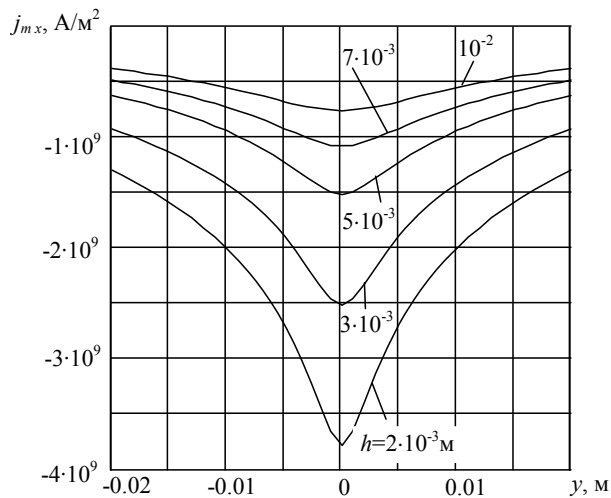


Рис. 10

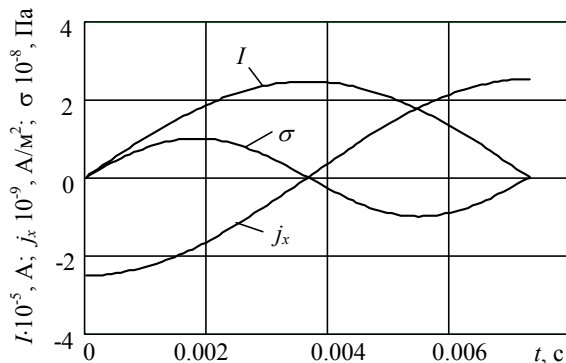


Рис. 11

Висновки. 1. У разі безконтактного індукційного способу введення струму в металеву штабу в умовах слабкого скін-ефекту в зварному шві виникають механічні напруження як стиску в нормальному до поверхні напрямі, так і розтягу вздовж поверхні в напрямі, перпендикулярному зварному шву, причому механічні напруження розтягу перевищують напруження стиску, що може сприяти зниженню напружено-деформованих станів у зварній конструкції.

2. Амплітуда густини струму під провідниками струмового контура при досягненні механічних напружень розтягу на рівні межі плинності для алюмінію $\sigma_T = 10^8$ Па виявляється вищою за значення 10^9 А/м², яке може бути достатньою величиною для проявлення ефекту електропластичності в зварному шві й дає можливість зменшення струму індуктора. Особливістю застосування слабкого скін-ефекту є однакова за товщиною величина густини індукованого струму в електропровідному листі, що може виявитися позитивним фактором вказаного способу обробки зварних з'єднань імпульсним електричним струмом.

1. Баранов Ю.В., Троицкий О.А., Авраамов Ю.С. Физические основы электроимпульсной и электропластической обработок и новые материалы. Москва: МГИУ. 2001. 844 с.
2. Васецкий Ю.М. Электродинамика. Основные понятия, потенциальные та квазистационарные поля. Київ: Вид-во Нац. авіац. ун-ту «НАУ-друк». 2009. 160 с.
3. Васецкий Ю.М., Кондратенко І.П., Пашин О.М., Дзюба К.К. Обработка зварных з'єднань імпульсним електромагнітним полем при сильному скін-ефекті. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2018. Вип. 49. С. 68–76.
4. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля: пер. с англ. Москва: Мир. 1972. 392 с.
5. Лобанов Л.М., Пашин Н.А., Логинов В.П., Поляцкий А.Т. Влияние электроимпульсной обработки на остаточное формирование тонколистовой сварочной конструкции. *Автоматическая сварка*. 2010. №3. С. 13–17.
6. Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля. Харьков: Вища школа. Изд-во при Харьк. ун-те. 1979. 140 с.
7. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Часть 3. Теория электромагнитного поля. Москва: Энергия. 1969. 352 с.
8. Степанов Г.В., Бабуцкий А.И. Влияние импульсного электрического тока высокой плотности на прочность металлических материалов и напряженно-деформированное состояние элементов конструкций. Киев: Наукова думка. 2014. 279 с.

УДК 620.179:621.373.5

Ю.М. Васецкий¹, докт. техн. наук, **И.П. Кондратенко²**, чл.-корр. НАН Украины, **И.Л. Мазуренко³**, канд. техн. наук, **Н.А. Пащин³**, канд. техн. наук.

1–3 – Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

4 – Институт электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины,

ул. Малевича, 11, Киев-150, 03150, Украина

ОБРАБОТКА СВАРНЫХ СОЕДИНЕНИЙ ИМПУЛЬСНЫМ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПОЛЕМ ПРИ СЛАБОМ СКИН-ЭФФЕКТЕ

Рассмотрена возможность применения бесконтактного метода воздействия импульсного электромагнитного поля на сварной шов алюминиевого листа при слабом скин-эффекте, при котором в материале возникают механические напряжения и протекают индуцированные токи высокой плотности. Получены распределения магнитного давления, механических напряжений растяжения в листе и плотности индуцированного тока на основе расчетных моделей индукторов с различным расположением токовых контуров относительно электропроводящего листа. Установлено, что при слабом скин-эффекте механические напряжения растяжения достигают предела текучести при сверхвысокой величине тока контура. Определены необходимые величины продолжительности и амплитуды импульсных токов, которые обеспечивают слабый скин-эффект в алюминиевом листе и позволяют получить необходимые механические напряжения или необходимые величины плотности индуцированного тока для эффекта электропластичности в сварном шве. Библ. 8, рис. 11.

Ключевые слова: электромагнитное поле, импульсный электрический ток, слабый скин-эффект, сварной шов, металлическая лента.

Yu. Vasetskiy¹, I. Kondratenko², I. Mazurenko³, M. Pashchyn⁴

1–3 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

4 – Institute of Electric Welding Paton of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Malevich st, 11, Kyiv-150, 03150, Ukraine

TREATMENT OF WELDED JOINTS BY A PULSE ELECTROMAGNETIC FIELD WITH SMALL SKIN-EFFECT

The possibility of the use of impulse electromagnetic field for contactless treatment of weld seam on aluminum sheet in case of weak skin effect which provides mechanical stresses and induced currents of high density is described. Using several inductor models with different arrangement of current circuits the distributions of magnetic pressure, mechanical extension stresses in the sheet and the inductor current density are computed. It is established that in case of weak skin effect the mechanical extension stresses reach yield point at an extremely high values of currents in circuit. The duration and amplitude of inductor currents that provide a weak skin effect in aluminum sheet and allow to obtain required mechanical stresses or desired values of induced current density for electroplastic effect in the weld seam are calculated. References 8, figures 11.

Key words: electromagnetic field, pulse electric current, small skin-effect, weld seam, metal tape.

1. Baranov Yu.V., Troitsky O.A., Avraamov Yu.S. Physical fundamentals of electropulse and electroplastic treatments and new materials. Moskva: MGIU. 2001. 844 p. (Rus)
2. Vasetsky Yu.M. Electrodynamics. Basic concepts, potential and quasi-stationary fields. Kyiv: Vid-vo Nats. aviats. un-tu "NAU-druk". 2009. 160 c. (Ukr)
3. Vasetsky Yu., Kondratenko I., Pashchyn O., Dziuba K. Treatment of welded joints by a pulse electromagnetic field with strong skin-effect. *Pratsi Instytutu elektrodynamiky NAN Ukrainy*. 2018. Vyp. 49. P. 68-76. (Ukr)
4. Knopfel G. Superstrong pulsed magnetic fields: per. s angl. Moskva: Mir. 1972. 392 p. (Rus)
5. Lobanov L.M., Pashchyn O.N., Loginov V.P., Poklyatsky A.T. Effect of electropulse treatment on the residual formation of a thin sheet welding structure. *Avtomaticheskaya svarka*. 2010. No 3. P. 13-17. (Rus)
6. Mikhailov V.M. Pulsed Electromagnetic Fields. Kharkov: Vyshcha shkola: Izd-vo pry Khark. un-te, 1979. 140 c. (Rus)
7. Polivanov K.M. Theoretical bases of electrical engineering. Part 3. Theory of the electromagnetic field. Moskva: Energiya, 1969. 352 p. (Rus)
8. Stepanov G.V., Babutsky A.I. Impact of a high-density pulsed electric current on the strength of metallic materials and the stress-strain state of structural elements. Kyev: Naukova dumka, 2014. 279 p. (Rus)

Надійшла 11.06.2018

Received 11.06.2018

УДК 621.3.011

ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ АКУМУЛЯТОРНОЇ БАТАРЕЇ ТА СУПЕРКОНДЕНСАТОРА В СИСТЕМІ ЖИВЛЕННЯ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ

Н.І. Супруновська¹, докт. техн. наук, С.В. Бєлкін², М.О. Реуцький³, канд. техн. наук, А.А. Щерба⁴, чл.-кор. НАН України

1, 4 – Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна
e-mail: iednat@ied.org.ua

2, 3 – Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. І.Сікорського",
пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

Проведено порівняльний аналіз перехідних процесів, що відбуваються у разі пуску асинхронного двигуна електромотобіля від акумуляторної батареї та комбінованого джерела живлення – паралельно підключених акумуляторної батареї і суперконденсатора. Результати моделювання перехідних процесів у програмному пакеті Matlab Simulink показали, що під час пуску асинхронного двигуна суперконденсатор обмежує струм в акумуляторній батареї і відповідно збільшує її ресурс. Підтверджено, що використання комбінованого джерела живлення в порівнянні з акумуляторною батареєю дає змогу збільшити кількість можливих послідовних пусків двигуна електромотобіля та його пробіг на одній зарядці. Бібл. 7, рис. 6, табл. 10.

Ключові слова: асинхронний двигун, суперконденсатор, акумуляторна батарея, електромотобіль, комп'ютерне моделювання.

Однією з головних переваг електричних двигунів у порівнянні з двигунами внутрішнього згорання є можливість використовувати рекуперативне гальмування, що в міських умовах руху збільшує кількість пусків і дальність проїзду на одному заряді та скорочує витрати електроенергії, пов'язані з частими розгонами і гальмуваннями. Проте повернення енергії в акумулятор у випадку частих гальмувань електромотобіля спричинює його швидке спрацювання і старіння. У зв'язку з цим проводяться розробки щодо створення комбінованих джерел живлення на базі акумуляторних батарей (АБ) і суперконденсаторів (СК), що мають великі ресурс і питому потужність у порівнянні з АБ [1–5].

Використання в комбінованих джерелах СК дає змогу отримати низку переваг у системах живлення електромотобілів: можливість отримання великих імпульсних струмів у електро-двигуні на початку руху та забезпечення більш сприятливих умов експлуатації акумуляторів (за рахунок зменшення в них струмів, а також зростання ККД всієї системи живлення). Це дає змогу збільшити пробіг електромотобіля на одному зарядженні та реалізувати до $1 \cdot 10^6$ зарядно-розрядних циклів [4, 6].

Метою роботи є оцінка ефективності використання суперконденсатора разом з акумуляторною батареєю в системі живлення універсального електромотобіля "Трик" для збільшення кількості пусків і відповідно дальності проїзду на одному заряді акумуляторної батареї в міських умовах руху.

На рис.1 показано схему, реалізовану в пакеті прикладних програм Matlab Simulink [7], для дослідження перехідних процесів у системі "акумуляторна батарея – суперконденсатор", від якої відбувається електроживлення асинхронного двигуна. Суперконденсатор у цій схемі обмежує струм АБ під час пуску АД за рахунок меншого внутрішнього опору.

Асинхронний двигун на схемі має параметри, що відповідають реальній машині фірми АВВ серії М2 АА080С2 потужністю 1100 Вт, в якій номінальний струм становить 2,4 А, ККД $\eta = 0,806$, а коефіцієнт потужності $\cos\phi = 0,8$.

Результати дослідження. Для спрощення розрахунків на початковому етапі було прийнято, що ємність акумуляторної літій-іонної батареї під час її розряду зменшується за лінійним законом. У подальших розрахунках модель процесу розряду АБ може бути уточнена.

Розрахунок необхідної ємності акумуляторної батареї. Розраховано енергію на одну фазу двигуна, необхідну для проходження відстані 100 км у найбільш "економічному" режимі роботи:

$$W = P_{2H} \cdot t / 3\eta = P_{2H} \cdot S / 3\eta \cdot v_{ек} = 1516,4 \text{ [Вт}\cdot\text{год]},$$

де $P_{2H} = 1100$ Вт – номінальна потужність АД; $\eta = 0,806$ – ККД двигуна; $S = 100$ км – відстань; $v_{ек} = 30$ км/год – максимальна швидкість електромобіля в економічному режимі.

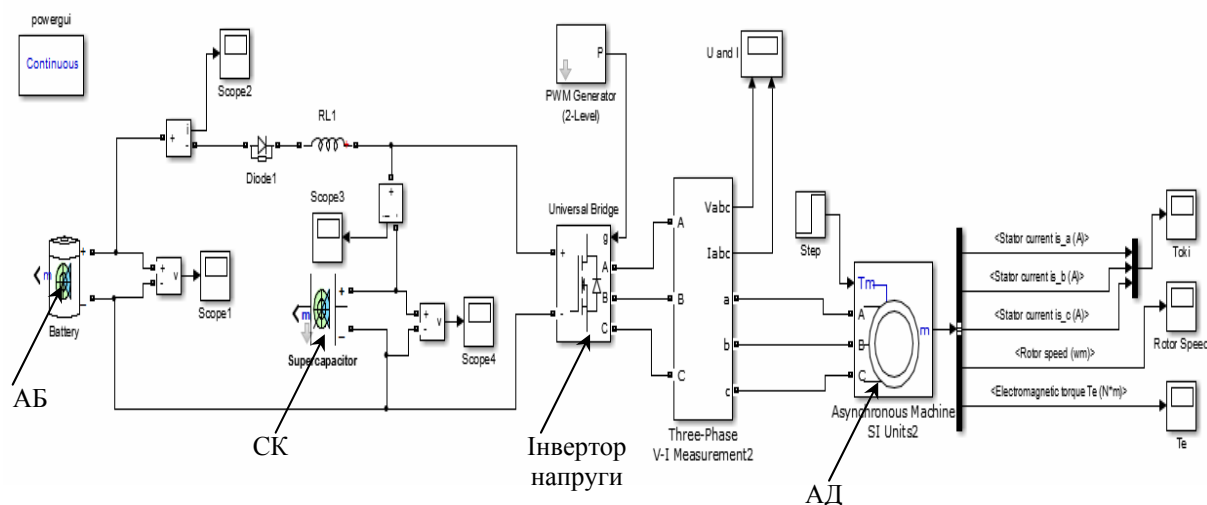


Рис. 1

Отже, необхідна ємність батареї акумуляторів $Q = W/U = 6,6$ [А·год], де $U = 230$ В – напруга акумуляторної батареї.

Для живлення АД електромобіля, враховуючи високі вимоги щодо питомої енергії, енергоефективності та низького внутрішнього опору, було вибрано п'ять підключених послідовно батарей літій-іонних акумуляторів з такими параметрами: напруга $U = 48$ В, ємність $Q = 11,6$ А·год, внутрішній опір $R = 0,1$ Ом.

Заряджений акумулятор ємністю 11,6 А·год теоретично спроможний забезпечити силу струму 11,6 А упродовж 1 год чи 1 А упродовж 11,6 год. На практиці надто великий струм розряду акумулятора зменшує ефективність віддачі електроенергії, що зменшує час його роботи.

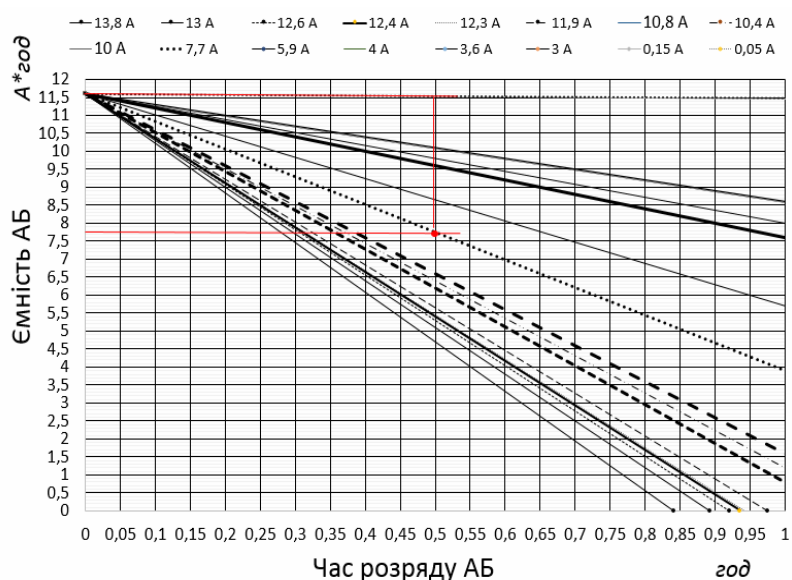


Рис. 2

Розраховано тривалість роботи АБ з характеристиками: $U = 230$ В; $Q = 11,6$ А·год; $R = 0,5$ Ом у разі різних струмів розряду, що проходить при лінійному зменшенні ємності АБ.

На рис. 2 показано зміну з часом ємності АБ у разі різних струмів розряду.

У табл. 1 наведено значення тривалості роботи АБ у разі різних струмів розряду відповідно до залежностей на рис. 2. За цими залежностями можна розрахувати падіння ємності АБ за час протікання різних струмів.

Таблиця 1

I (А)	13,8	13	12,6	12,4	12,3	11,9	10,8	10,4	10	7,7	5,9	4	3,6	3	0,15	0,05
T (год)	0,84	0,89	0,92	0,93	0,94	0,97	1,07	1,11	1,16	1,5	1,96	2,9	3,22	3,86	77,33	232

Наприклад, у разі струму розряду $I = 7,7$ А тривалістю 0,5 год (див. рис. 2) падіння ємності складає 3,8 А·год. Тобто під час протікання струму 7,7 А через заряджену АБ протя-

гом 0,5 год його ємність знизиться до 7,8 А·год (11,6 – 3,8 = 7,8 А·год).

Послідовні пуски АД від АБ. Розглядалась кількість можливих послідовних пусків АД за наявності в блоці живлення тільки одного повністю зарядженого літій-іонного акумулятора з вихідними характеристиками $Q = 11,6$ А·год; $U = 230$ В, $R = 0,5$ Ом.

На рис. 3 представлені струми розряду акумулятора при трьох пусках АД.

Перший пуск АД від акумулятора з вихідними характеристиками: $Q = 11,6$ А·год; $U = 230$ В.

Для спрощення розрахунку зміни характеристик АБ криву струму розряду у разі пуску АД було апроксимовано східчастою лінією з чотирма рівними ділянками тривалістю по 0,5 с, на яких вважаємо, що струм має незмінну амплітуду відповідно 13,8; 12,6; 10 і 4 А.

Падіння напруги на ділянці 1 становить

$$\Delta U = I \cdot R = 6,9 \text{ [В]}. \quad (1)$$

Зміну ємності АБ було знайдено відповідно до залежностей ємності АБ від часу розряду у разі відомого струму розряду (рис. 2), згідно з якими для струму розряду 13,8 А за час його протікання 0,5 с ємність АБ знизиться на 0,08 А·год. Так, вважаємо, що ємність АБ на ділянці 1, де протікає струм 13,8 А, буде мати значення $Q = 11,52$ А·год. Ємність АБ на ділянках 2, 3, 4 розраховується аналогічно.

Витрата енергії на ділянці 1 визначається за формулою

$$\Delta W = \Delta U \cdot Q \cdot 3600 = 286156,8 \text{ [Дж]}. \quad (2)$$

Витрати енергії на інших ділянках розраховуються аналогічно.

Для знаходження енергії, яка залишилась в АБ після першого пуску $W_{\text{АБ1}}$, достатньо відняти сумарні витрати енергії на всіх ділянках від енергії АБ до пуску:

$$W_{\text{АБ1}} = W - \sum \Delta W = 8765682,84 \text{ [Дж]}, \quad (3)$$

де енергія АБ до пуску $W = Q \cdot U \cdot 3600 = 11,6 \cdot 230 \cdot 3600 = 9604800 \text{ [Дж]}$.

Залишкова напруга АБ після першого пуску визначається за формулою

$$U_{\text{АБ1}} = W_{\text{АБ1}} / 3600 \Delta Q_c = 210,8 \text{ [В]}, \quad (4)$$

де $Q_c = \sum Q / 4 = 11,55 \text{ [А·год]}$ – усереднене значення ємності АБ за всіма ділянками.

Зміну параметрів АБ у разі першого пуску наведено в табл. 2, в якій використано такі позначення: I – струм однакової амплітуди у разі пуску АД; R – внутрішній опір АБ; ΔU – падіння напруги на відповідних ділянках; Q – ємність АБ у разі протікання відповідного струму; ΔW – витрати енергії на відповідних ділянках; Q_c – середнє значення ємності АБ на всіх ділянках; $\sum \Delta W$ – сумарні витрати енергії першого пуску; $W_{\text{АБ1}}$ – енергія, що залишилась в АБ після першого пуску; $U_{\text{АБ1}}$ – залишкова напруга АБ після першого пуску; $\Delta U_{\text{АБ1}}$ – падіння напруги за час першого пуску.

Таблиця 2

№ ділянки	I , [А]	R , [Ом]	ΔU , [В]	Q , [А·год]	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	Q_c , [А·год]	$\sum \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{\text{АБ1}} \cdot 10^4$, [Дж]	$U_{\text{АБ1}}$, [В]	$\Delta U_{\text{АБ1}}$, [В]
1	13,8	0,5	6,9	11,52	28,62	11,55	83,95	876,6	210,8	19,2
2	12,6	0,5	6,3	11,53	26,14					
3	10,0	0,5	5,0	11,56	20,80					
4	4,0	0,5	2,0	11,60	8,39					

Другий пуск АД від літій-іонного акумулятора (рис. 3) буде відбуватися за таких його характеристик: $Q = 11,55$ А·год; $U = 210,8$ В.

Для розрахунку зміни параметрів АБ розділимо пуск АД на п'ять рівних ділянок, на

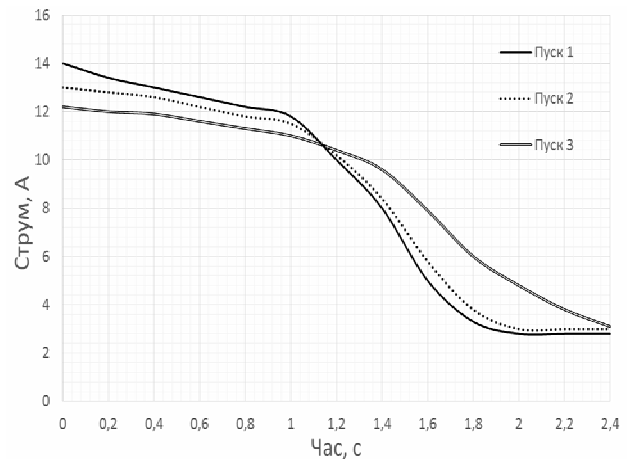


Рис. 3

яких вважаємо, що струм має незмінну амплітуду відповідно 13; 12,3; 10,4; 5,9 і 3 А.

У табл. 3 наведені результати розрахунків параметрів АБ, проведених аналогічно першому пуску.

Таблиця 3

№ ділянки	I , [А]	R , [Ом]	ΔU , [В]	Q , [А·год]	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	Q_c , [А·год]	$\Sigma \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{AB2} \cdot 10^4$, [Дж]	U_{AB2} , [В]	ΔU_{AB2} , [В]
1	13,0	0,5	6,5	11,47	26,84	11,51	92,27	784,3	189,36	21,45
2	12,3	0,5	6,15	11,48	25,42					
3	10,4	0,5	5,2	11,50	21,53					
4	5,9	0,5	2,95	11,54	12,25					
5	3	0,5	1,5	11,54	6,23					

Третій пуск АД від літій-іонного акумулятора (рис. 3). Розглянемо його від акумулятора з вихідними характеристиками: $Q = 11,51$ А·год; $U = 189,36$ В.

Для розрахунку зміни параметрів АБ розділимо пуск АД на шість рівних ділянок, де вважаємо, що струм має незмінну амплітуду відповідно: 12,4; 11,9; 10,8; 7,7; 3,6; і 3 А.

У табл. 4 наведені результати розрахунків параметрів АБ, проведених аналогічно першому та другому пускам.

Таблиця 4

№ ділянки	I , [А]	R , [Ом]	ΔU , [В]	Q , [А·год]	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	Q_c , [А·год]	$\Sigma \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{AB3} \cdot 10^4$, [Дж]	U_{AB3} , [В]	ΔU_{AB3} , [В]
1	12,4	0,5	6,2	11,44	25,52	11,47	101,87	682,4	165,3	24,06
2	11,9	0,5	5,95	11,45	24,51					
3	10,8	0,5	5,4	11,46	22,27					
4	7,7	0,5	3,85	11,47	15,90					
5	3,6	0,5	1,8	11,50	7,45					
6	3,0	0,5	1,5	11,50	6,21					

Четвертий пуск АД є неможливим, оскільки напруга акумуляторної батареї знизилася до критичної межі (165,3 В), за якої час розгону до номінальної швидкості електрокара прямує до нескінченності.

Послідовні пуски АД від комбінованого джерела живлення: АБ з паралельно підключеною до неї батареєю суперконденсаторів. Для живлення була вибрана батарея суперконденсаторів (СК), номінальна напруга якої є такою ж, як і у АБ $U = 230$ В. Ця батарея складається із 90 з'єднаних послідовно суперконденсаторів Yunasko з такими параметрами кожного: номінальна напруга – 2,75 В; ємність – 1275 Ф; внутрішній опір – $0,11 \cdot 10^{-3}$ Ом. Отже, параметри батареї такі: номінальна напруга – 230 В; ємність – 15 Ф; внутрішній опір – $9,9 \cdot 10^{-3}$ Ом.

Перший пуск двигуна відбувається у разі параметрів СК ($C=15$ Ф; $U=230$ В; $R=0,0099 \approx 0,01$ Ом) та АБ ($Q=11,6$ А·год; $U=230$ В, $R=0,5$ Ом).

На рис. 4 і 5 наводяться струми розряду відповідно СК та АБ у разі пусків АД електромобіля.

Порівнюючи рис 4 і 5, приходимо до висновку, що протягом першої секунди пуску практично всю енергію двигун електромобіля споживає від СК. Отже, паралельне підключення суперконденсатора обмежує струм акумулятора під час пуску АД.

Для спрощення розрахунку зміни характеристик АБ і СК криві струму розряду у разі пуску АД було апроксимовано східчастими лініями відповідно з двома (для АБ) та чотирма (для СК) рівними ділянками. Вважаємо, як і раніше, що струм на цих ділянках є незмінним.

Розрахунки зміни параметрів АБ проводяться аналогічно наведеним вище розрахункам за формулами (1)–(4).

Зміна параметрів СК розраховується так.

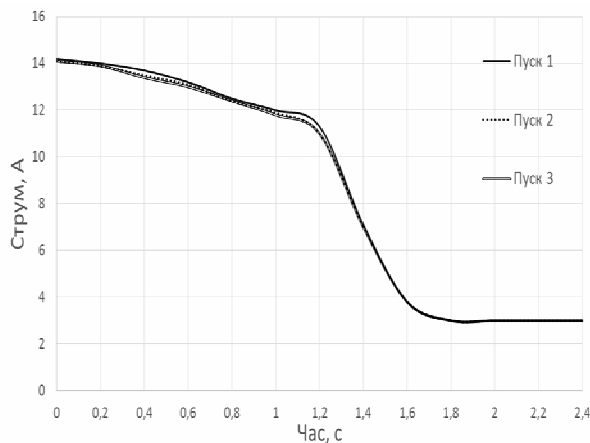


Рис. 4

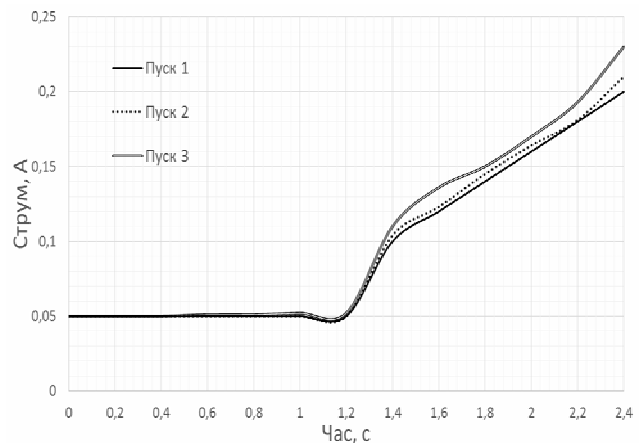


Рис. 5

Початкову енергію СК у разі номінальних параметрів до моменту пуску розраховуємо за формулою [1, 5]:

$$W = \frac{C_0 \cdot U^2}{2} + \frac{2\xi \cdot U^3}{3} = 46,74 \cdot 10^4 \text{ [Дж]}, \quad (5)$$

де згідно з паспортними даними мінімальна ємність СК $C_0 = 7 \text{ Ф}$; коефіцієнт заряду СК $\xi = 0,0348 \text{ Ф/В}$.

Падіння напруги ΔU на кожній ділянці знайдемо за формулою (1). Тоді кінцеву напругу на кожній ділянці U_k можна визначити як

$$U_k = U_n - \Delta U, \quad (6)$$

де U_n – початкова напруга на кожній ділянці, яка для першої ділянки дорівнює 230 В, а для усіх інших – кінцевій напрузі попередньої ділянки.

Підсумовуючи падіння напруги за всіма чотирма ділянками, знаходимо падіння напруги на СК під час першого пуску $\sum \Delta U = \Delta U_{СК1}$.

Для знаходження напруги, яка залишилася на СК, достатньо від напруги до пуску (номінальна напруга СК) відняти падіння напруги:

$$U_{СК1} = U - \sum \Delta U = 229,59 \text{ [В]}. \quad (7)$$

Втрати енергії на кожній ділянці ΔW знаходимо з виразу [5]

$$\Delta W = \frac{C_0(U_n^2 - U_k^2)}{2} + \frac{2\xi \cdot (U_n^3 - U_k^3)}{3}. \quad (8)$$

Сумарні втрати енергії за весь пуск склали $\sum \Delta W = 0,21 \cdot 10^4 \text{ Дж}$.

Залишкову енергію після першого пуску розраховуємо як

$$W_{СК1} = W - \sum \Delta W = 46,53 \cdot 10^4 \text{ [Дж]}. \quad (9)$$

Різницю напруги між АБ та СК після першого пуску можна визначити як

$$\Delta U_{(АБ-СК)1} = U_{АБ1} - U_{СК1} = 0,3 \text{ [В]}. \quad (10)$$

Внаслідок зниження напруги СК після пуску його ємність також знизиться і стане рівною:

$$C_{СК1} = C_0 + \xi \cdot U_{СК1} = 14,99 \text{ [Ф]}. \quad (11)$$

Зміни параметрів АБ та СК у разі першого пуску наведені відповідно в табл. 5 і 6, позначення в табл. 5 такі ж самі, як і в табл. 2–4.

Таблиця 5

№ діл.	I , [А]	R , [Ом]	ΔU , [В]	Q , [А·год]	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	Q_c , [А·год]	$\sum \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{АБ1} \cdot 10^4$, [Дж]	$U_{АБ1}$, [В]	$\Delta U_{АБ1}$, [В]
1	0,05	0,5	0,025	11,6	0,104	11,6	0,418	960,062	229,9	0,1
2	0,15	0,5	0,075	11,6	0,313					

Зазначимо, що під час пуску і після нього відбувається заряд СК від АБ. Процес заряду після пуску відбувається доти, доки напруги на АБ і СК не зрівняються і струм у колі СК не зменшиться до нуля.

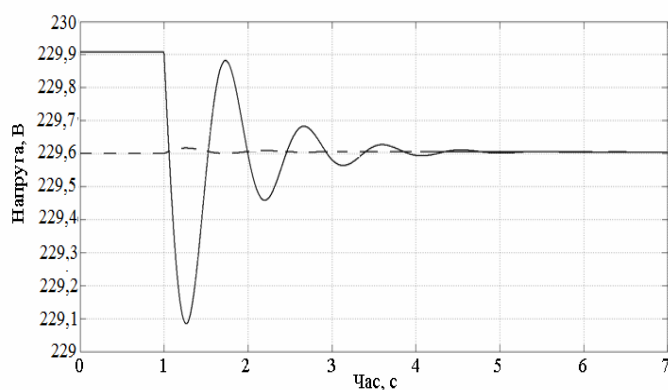


Рис. 6

На рис. 6 зображено осцилограми напруг АБ і СК, отримані в результаті моделювання схеми рис. 1 (з осцилографів Scope 1 і 4).

З осцилограм видно, що напруги на СК і АБ зрівнюються через час, приблизно рівний 5 с, а їх величина досягає значення

$$U_{СК=АБ} = U_{СК} = U_{АБ} = 229,604 \text{ [В]}. \quad (10)$$

Ємність СК після пуску і підзаряду від АБ розраховуємо як [5]

$$C = C_0 + \xi \cdot U_{СК=АБ} = 14,99 \text{ [Ф]}. \quad (11)$$

Таблиця 6

№ діл.	I , [А]	R , [Ом]	$U_{п}$, [В]	$U_{к}$, [В]	ΔU , [В]	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$\Sigma \Delta U_{СК1}$, [В]	$\Sigma \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{СК1} \cdot 10^4$, [Дж]	$U_{СК1}$, [В]	$C_{СК1}$, [Ф]
1	14,0	0,01	230,00	229,86	0,14	0,073	0,4	0,21	46,53	229,59	14,99
2	13,0	0,01	229,86	229,73	0,13	0,068					
3	10,0	0,01	229,73	229,63	0,10	0,052					
4	3,7	0,01	229,63	229,59	0,037	0,019					

Саме з цих значень напруг і ємності СК почнеться наступний пуск.

Другий пуск АД відбувається за таких початкових параметрів: СК ($C = 14,99$ Ф; $U = 229,604$ В; $R \approx 0,01$ Ом), АБ ($Q = 11,6$ А·год; $U = 229,604$ В; $R = 0,5$ Ом).

Розрахунки зміни параметрів АБ і СК проводяться аналогічно наведеним вище розрахункам для першого пуску. Результати наведені в табл. 7 та 8.

Таблиця 7

№ діл.	I , [А]	R , [Ом]	ΔU , [В]	Q , [А]·год	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$Q_{с}$, [А·год]	$\Sigma \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{АБ1} \cdot 10^4$, [Дж]	$U_{АБ1}$, [В]	$\Delta U_{АБ1}$, [В]
1	0,05	0,5	0,025	11,6	0,104	11,6	0,422	958,405	229,503	0,101
2	0,152	0,5	0,076	11,6	0,317					

Таблиця 8

№ діл.	I , [А]	R , [Ом]	$U_{п}$, [В]	$U_{к}$, [В]	ΔU , [В]	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$\Sigma \Delta U_{СК1}$, [В]	$\Sigma \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{СК1} \cdot 10^4$, [Дж]	$U_{СК1}$, [В]	$C_{СК1}$, [Ф]
1	14,0	0,01	229,60	229,46	0,14	0,073	0,4	0,21	45,32	229,20	14,976
2	12,9	0,01	229,46	229,34	0,13	0,068					
3	9,9	0,01	229,34	229,24	0,10	0,052					
4	3,6	0,01	229,24	229,20	0,04	0,019					

Після процесу підзаряду СК від АБ величина їхніх напруг досягне значення

$$U_{СК=АБ} = U_{СК} = U_{АБ} = 229,22 \text{ [В]}. \quad (12)$$

Ємність СК стане рівною:

$$C = C_0 + \xi \cdot U_{СК=АБ} = 14,977 \text{ [Ф]}. \quad (13)$$

Третій пуск АД відбувається за таких початкових параметрів: СК ($C = 14,977$ Ф; $U = 229,22$ В; $R \approx 0,01$ Ом); АБ ($Q = 11,6$ А·год; $U = 229,22$ В; $R = 0,5$ Ом).

Розрахунки зміни параметрів АБ і СК проводяться аналогічно наведеним розрахункам. Результати наведені в табл. 9 та 10.

Таблиця 9

№ діл.	I , [А]	R , [Ом]	ΔU , [В]	Q , [А]·год	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$Q_{с}$, [А·год]	$\Sigma \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{АБ1} \cdot 10^4$, [Дж]	$U_{АБ1}$, [В]	$\Delta U_{АБ1}$, [В]
1	0,052	0,5	0,026	11,6	0,109	11,6	0,428	956,795	229,118	0,103
2	0,153	0,5	0,077	11,6	0,319					

Таблиця 10

№ діл.	I , [А]	R , [Ом]	$U_{\text{п}}$, [В]	$U_{\text{к}}$, [В]	ΔU , [В]	$\Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$\sum \Delta U_{\text{СК1}}$, [В]	$\sum \Delta W \cdot 10^4$, [Дж]	$W_{\text{СК1}} \cdot 10^4$, [Дж]	$U_{\text{СК1}}$, [В]	$C_{\text{СК1}}$, [Ф]
1	14,0	0,01	229,22	229,08	0,14	0,073	0,4	0,21	45,12	228,82	14,963
2	12,9	0,01	229,08	228,95	0,13	0,067					
3	9,8	0,01	228,95	228,85	0,10	0,051					
4	3,5	0,01	228,85	228,81	0,04	0,018					

Після процесу підзаряду СК від АБ величина їхніх напруг досягне такого значення:

$$U_{\text{СК=АБ}} = U_{\text{СК}} = U_{\text{АБ}} = 228,84 \text{ [В]}, \quad (14)$$

а ємність СК стане рівною:

$$C = C_0 + \xi \cdot U_{\text{СК=АБ}} = 14,964 \text{ [Ф]}. \quad (15)$$

Четвертий пуск АД у процесі комбінованого живлення відбудеться у разі початкових параметрів: СК ($C = 14,964 \text{ Ф}$; $U = 228,84 \text{ В}$; $R = 0,01 \text{ Ом}$); АБ ($Q = 11,6 \text{ А} \cdot \text{год}$; $U = 228,84 \text{ В}$).

Порівняння трьох послідовних пусків асинхронного двигуна електромобіля "Трик" від акумуляторної батареї та комбінованого джерела живлення "акумуляторна батарея – суперконденсатор" показує, що використання суперконденсатора може суттєво збільшити кількість послідовних пусків АД і відповідно дальність пробігу електромобіля в міських умовах його руху на одному заряді АБ.

Висновки: 1. Якісний аналіз перехідних процесів послідовних пусків асинхронного двигуна електромобіля від акумуляторної батареї і комбінованого джерела живлення, яке складається з паралельно підключених акумуляторної батареї та суперконденсатора, підтверджує, що використання останнього може підвищувати ефективність використання електроенергії, накопиченої в акумуляторній батареї, та зменшує втрати електроенергії в колах її розряду на асинхронний двигун.

2. Для кількісних енергетичних порівнянь енергоефективності руху електромобілів з АБ та комбінованим джерелом живлення у подальших дослідженнях планується ввести в схему для моделювання системи електроживлення вимірювачі струму, падіння напруги, потужності та потоків енергії, що дасть змогу уточнити втрати електроенергії не тільки в колах навантаження (тобто асинхронного двигуна), але і в колах заряду суперконденсатора від акумуляторної батареї. Такий підхід буде основою для вибору оптимальних схем і алгоритмів підключення суперконденсатора до акумуляторної батареї та асинхронного двигуна з реалізацією енергоефективних режимів.

1. Emadi A., Williamson S.S., Khaligh A. Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. May 2006. Vol. 21, Iss. 3. Pp. 567–577. DOI: 10.1109/TPEL.2006.872378.
2. Stienecker A.W., Stuart T., Ashtiani C. A combined ultracapacitor - lead acid battery storage system for mild hybrid electric vehicles. *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Chicago, IL, USA, September 7, 2005. DOI: 10.1109/VPPC.2005.1554582
3. Cao J., Emadi A. A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2012. Vol. 27, Iss. 1. P. 122–132. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2151206.
4. Гончар А.С., Семиков А.В. К реализации рекуперативных режимов в электроприводе электромобиля с ионисторами. Зб. матер. конф. *Расчет энергоэффективности использования тягового электропривода без и с рекуперацией для легкового автомобиля*. Кременчуг, 2013. С. 25–26.
5. Щерба А.А., Супруновская Н.И., Белецкий О.А. Энергетические характеристики суперконденсаторов при их заряде от источника напряжения и разряде на резистивную нагрузку. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2014. Вип. 39. С. 65–74.
6. Білецький О.О., Супруновська Н.І., Щерба А.А. Залежність енергетичних характеристик кіл заряду суперконденсаторів від їх початкових і кінцевих напруг. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 1. С. 3–10.
7. Островерхов М.Я., Пижев В.М. Моделирование электромеханических систем в "Simulink": Навчальний посібник. Київ: ВД "Стилос", 2008. 528 с.

УДК 621.3.011

Н.И. Супруновская¹, докт. техн. наук, **С.В. Белкин²**, **Н.А. Реуцкий³**, канд. техн. наук, **А.А. Щерба⁴**, чл.-корр. НАН Украины

1, 4 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

2, 3 – Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт им. И. Сикорского",
пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ И СУПЕРКОНДЕНСАТОРА В СИСТЕМЕ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ

Проведен сравнительный анализ переходных процессов, протекающих при пуске асинхронного двигателя электромобиля от аккумуляторной батареи и комбинированного источника питания – параллельно подключенных аккумуляторной батареи и суперконденсатора. Результаты моделирования переходных процессов в программном пакете Matlab Simulink показали, что во время пуска асинхронного двигателя суперконденсатор ограничивает ток в аккумуляторной батарее и соответственно увеличивает ее ресурс. Подтверждено, что использование комбинированного источника питания по сравнению с аккумуляторной батареей позволяет увеличить количество возможных последовательных пусков двигателя электромобиля и его пробег на одной зарядке. Библ. 7, рис. 6, табл. 10.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, суперконденсатор, аккумуляторная батарея, электромобиль, компьютерное моделирование.

N.I. Suprunovska¹, **S.V. Belkin²**, **N.A. Reutsky³**, **A.A. Shcherba⁴**

1, 4 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

2, 3 – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy, 37, Kyiv-56, 03056, Ukraine

THE EFFICIENCY EVALUATION OF USE OF THE ACCUMULATOR BATTERY AND THE SUPERCAPACITOR IN THE ELECTROMOBILE POWER SUPPLY SYSTEM

A comparative analysis of transients occurring during start of the asynchronous motor of an electromobile that is supplied from accumulator battery or from combined power source – parallel-connected accumulator battery and supercapacitor is carried out. The results of transient simulation in the Matlab Simulink software package showed that during the start of the asynchronous motor the supercapacitor limits current in the accumulator battery, and thus increases its life. It is confirmed that the use of a combined power source in comparison with the accumulator battery allows to increase the number of possible consecutive starts of asynchronous motor of electromobile and its mileage on a single charge. References 7, figures 6, tables 10.

Key words: asynchronous motor, supercapacitor, accumulator battery, electromobile, computer simulation.

1. Emadi A., Williamson S.S., Khaligh A. Power electronics intensive solutions for advanced electric, hybrid electric, and fuel cell vehicular power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*. May 2006. Vol. 21, Iss. 3. Pp. 567–577. DOI: 10.1109/TPEL.2006.872378.
2. Stienecker A.W., Stuart T., Ashtiani C. A combined ultracapacitor - lead acid battery storage system for mild hybrid electric vehicles. *Proc. IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. Chicago, IL, USA, September 7, 2005. DOI: 10.1109/VPPC.2005.1554582
3. Cao J., Emadi A. A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2012. Vol. 27, Iss. 1. Pp. 122–132. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2151206.
4. Gonchar A.S., Semikov A.V. To the realization of recuperative modes in the electric drive of an electromobile with ionistors. *Proc. Calculating the energy efficiency of using a traction electric drive without and with the recuperation for a car*. Kremenchuk, 2013. Pp. 25–26. (Rus)
5. Shcherba A.A., Suprunovska N.I., Beletsky O.A. Power characteristics of supercapacitors during their charge from a source of voltage and discharge on resistive load. *Pratsi Institutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. Kyiv, 2014. No. 39. Pp. 65–74. (Rus)
6. Biletsky O.O., Suprunovska N.I., Shcherba A.A. Dependences of power characteristics of circuit at charge of supercapacitors on their initial and final voltages. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 3–10. (Ukr)
7. Ostroverkhov M.Ya., Pizhov V.M. Modeling of electromechanical systems in "Simulink": Textbook. Kyiv: VD "Stylos", 2008. 528 p. (Ukr)

Надійшла 06.07.2018

Received 06.07.2018