



ISSN 1727-9895

Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

**Випуск
49**

**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
49

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 № 2 від 1 березня 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, (044) 456-88-69.

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

Адреса сайту: <http://ied.org.ua>

**Праці
Інституту електродинаміки
Національної академії наук України**

Випуск 49

2018 р.

ЗМІСТ

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

<i>Авраменко В.М.</i> Стійкість електроенергетичних систем як задача нелінійної механіки	5
<i>Кучанський В.В.</i> Дослідження резонансних перенапруг у магістральних електричних мережах 750 кВ з несинусоїдальним джерелом спотворення за допомогою штучної нейронної мережі	10
<i>Сопель М.Ф., Панов А.В., Паньків В.І., Танкевич Є.М.</i> Нормативне забезпечення моніторингу високовольних вимикачів електроенергетичних систем	17

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

<i>Кенсицький О.Г., Хвалін Д.І., Сорокіна Н.Л.</i> Зниження нерівномірності нагрівання торцевого пакета осердя статора потужного турбогенератора	27
<i>Левицький А.С., Зайцев Є.О., Смирнова А.М.</i> Пружний елемент перетворювача зусиль в стяжних призмах осердя статора потужного турбогенератора	32
<i>Карлов А.Н., Кондратенко І.П., Крищук Р.С., Ращепкин А.П.</i> Двухобмоточний безжелезний індуктор бегущего магнітного поля	39
<i>Приймак Б.І., Красношанка Н.Д., Лозада Ф., Долганов О.О.</i> Динамічні властивості системи бездавачевого векторного керування асинхронним приводом електромобіля	51

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

<i>Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Гориславець Ю.М., Новський В.О., Глухенький О.І., Бондар О.І.</i> Дослідження індукційного нагрівання з'єднаних з натягом металевих деталей	60
---	----

Васецький Ю.М., Кондратенко І.П., Пащин О.М., Дзюба К.К. Обробка зварних з'єднань імпульсним електромагнітним полем при сильному скін-ефекті.....	68
Кучерявая И.Н. Влияние коррозионных явлений на распределение электрического поля в изоляции высоковольтного кабеля	76
Щерба М.А. Расчет электромеханических сил в сшитой полиэтиленовой изоляции кабелей вблизи водных микродефектов при их распространении.....	82

НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ

Руденко Ю.В., Руденко Т.В. Усреднение модели импульсного преобразователя с цепью второго порядка	88
---	----

ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

Гриневич Ф.Б., Саволюк А.М. Погрешности коаксиально-цилиндрических датчиков емкостных уровнемеров	98
Брагинцев І.О., Кононенко О.Г., Масюренко Ю.О. Аналітичний огляд та вибір оптичних лазерних систем для вимірювання повітряних зазорів у потужних гідрогенераторах	103

ЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ ТА КОМПЛЕКСИ

УДК 621.311:004

СТІЙКІСТЬ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМ ЯК ЗАДАЧА НЕЛІНІЙНОЇ МЕХАНІКИ

В.М. Авраменко, докт. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна
e-mail: avr@ied.org.ua

Показано, що аналітичні методи нелінійної механіки, розвинені в колишньому Радянському Союзі у 30-х роках минулого століття, адекватні задачі стійкості великих електроенергетичних об'єднань як суттєво нелінійних динамічних систем. Нелінійність основного рівняння динаміки електроенергетичних систем – рівняння механічного руху інерційних мас ротора агрегату турбіна-генератор у поєднанні з автоматичними регуляторами потужності турбіни і збудження синхронного генератора призводить до утворення нелінійної неавтономної динамічної системи. Н.М. Крилов та Н.Н. Боголюбов розвинули теорію усереднення, яка дає змогу із заданою похибкою знаходити аналітичне рішення для нелінійної системи. Фактично цей же метод використовують для чисельного інтегрування рівнянь руху синхронних генераторів для аналізу стійкості електроенергетичних систем (ЕЕС), але він вимагає ефективної організації сумісного розв'язання системи диференціальних і алгебраїчних рівнянь, з яких складається модель динаміки ЕЕС. Імітаційне моделювання, виконане для реального режиму ОЕС України, який був додатково обважнений, показало, що за певних умов (наприклад, ремонтний режим), відповідно до передбачень теорії нелінійних систем, мале збурення може спричинити автоколивальний процес у автоматично регульованій динамічній системі. Бібл. 7, рис. 8.

Ключові слова: стійкість, електроенергетична система, нелінійна механіка, імітаційне моделювання.

Забезпечення стійкості великих електроенергетичних об'єднань (ЕЕО) є найважливішою задачею керування їх режимами. Складність задачі обумовлена тим, що об'єкти ЕЕО облаштовані пристроями автоматичного регулювання параметрів стану об'єкта, а відтак вони є неавтономною динамічною системою. Стійкість електроенергетичної системи як істотно нелінійної динамічної системи слід розглядати на теоретичному фундаменті загальної теорії стійкості А.М. Ляпунова.

Великий внесок у створення аналітичних методів дослідження нелінійних систем як розвитку теорії Ляпунова внесли школи Л.І. Мандельштама, А.А. Андропова, Н.М. Крилова, Н.Н. Боголюбова. Коливальний характер фізичних процесів властивий багатьом технічним системам і визначає їх стійкість. У класичній монографії 1937 г. [2] викладені основні ідеї загальної теорії коливальних нелінійних систем для випадку системи з одним ступенем свободи, яка описується одним або двома диференціальними рівняннями першого порядку. Автори [2] звертають увагу, що для лінійної системи, проста ідеалізація якої враховує втрати енергії в системі, відоме з теорії лінійних систем рішення, в якому процеси мають експоненціальне загасання, означає, що вони не є періодичними, хоча можуть мати коливальний характер. Така поведінка лінійної системи полегшує розуміння нелінійної системи з деякою мірою «нелінійності». Цим визначається значення і роль аналітичних методів як доповнення методів чисельного інтегрування рівнянь динаміки системи, за допомогою яких виконуються розрахунки динамічної стійкості електроенергетичних систем (ЕЕС), тобто стійкості при великих збуреннях.

Стійкість електромеханічної системи з позицій нелінійної механіки. Стійкість ЕЕС визначається взаємним електромеханічним рухом роторів синхронних генераторів електростанцій, зв'язаних в єдину систему електричною мережею.

Особливість моделі динаміки ЕЕС полягає в тому, що з точністю, достатньою для розв'язання задачі стійкості паралельної (спільної) роботи синхронних машин, можна нехтувати швидкозагасаючими електромагнітними процесами в електричній мережі. Внаслідок цього електричний зв'язок синхронних генераторів між собою на малому інтервалі процесу описується системою рівнянь в комплексній формі квазістаціонарного електричного режиму у колах змінного струму і модель динаміки набуває виродженого вигляду:

$$\frac{dX_1}{dt} = F_1(X_1, X_2, t); \quad F_2(X_1, X_2) = 0,$$

де X_1 – вектор інтегрованих змінних; X_2 – вектор неінтегрованих змінних. Відповідно вектор-функція F_1 характеризує підсистему змінних, які визначаються чисельним інтегруванням диференціальних рівнянь, а F_2 – це сукупність алгебраїчних рівнянь квазістаціонарного електричного режиму ЕЕС у кожний момент часу t . Відзначимо, що лінеаризація сукупної системи диференціальних і алгебраїчних рівнянь для аналізу статичної стійкості ЕЕС в разі моделювання потужності навантаження у вузлах регульованої ЕЕС статичними характеристиками призводить до диференціальних рівнянь зі змінними коефіцієнтами, що треба враховувати в аналізі результатів, одержаних з використанням лінеаризованих рівнянь.

Стійкість до малих збурень (статична стійкість) досліджується з використанням лінеаризованих рівнянь динаміки. Серед публікацій вітчизняних дослідників у цій галузі можна назвати роботи [3, 5]. Разом з тим розуміння стійкості сучасних ЕЕС як характеристики коливань суттєво нелінійної динамічної системи, яка зазнає різноманітних збурень, спонукало до створення методів і практичних програмних засобів, які втілюють таке розуміння. Приклад такого підходу – дослідження електромеханічних коливань в ОЕС України міжнародною групою науковців [6, 7]. Тут поєднуються результати аналітичного дослідження лінеаризованої системи з чисельним розрахунком перехідного процесу після конкретного збурення на основі повної моделі динаміки великого енергетичного об'єднання.

Розгляд стійкості електроенергетичних систем з позицій нелінійної механіки дає змогу інтерпретувати чисельні розрахунки складного електромеханічного руху системи і створювати нові засоби аналізу стійкості. Аналітичні підходи, які мають результатом функціональну залежність параметрів стану ЕЕС від часу, створюють загальну картину динаміки системи, але вимагають використання лінеаризованих рівнянь. Чисельні методи дають можливість отримати конкретні коливання параметрів стану і з їх використанням налаштовувати засоби протиаварійного керування, які забезпечують стійкість ЕЕС. Однак виникає проблема точності чисельного аналізу: використовувані засоби аналізу не повинні допускати накопичення обчислювальної похибки на тривалому інтервалі розрахунку. Вирішувати цю проблему допомагають ідеї нелінійної механіки.

Регулювання потужності (а відтак і моменту) турбін агрегатів електростанцій дає змогу підтримувати з високою точністю частоту обертання ротора (а відтак частоту електрорушійних сил – ЕРС). Це створило умови для застосування з метою аналізу стаціонарних станів електричних кіл змінного струму символічного методу, який ґрунтується на перетворенні синусоїдно змінюваних в часі величин (струмів, напруги, ЕРС) в алгебраїчні рівняння в комплексній формі. У класичній монографії Н.М. Крилова і Н.Н. Боголюбова «Введение в нелинейную механику» [4] показано, що ці рівняння Кірхгофа як рівняння балансу струмів у вузлах та ЕРС і напруг у контурах придатні не тільки для стаціонарного режиму системи синхронних машин, коли їхня частота обертання незмінна (постійна), але й у разі незначних відхилень її від номінальної (заданої) в процесі коливань, тобто коли ця коливальна система близька до лінійної.

Основна ідея цих вчених полягає в тому, що для початкової аналітичної форми рішення приймається без точного математичного доведення та форма (функція) руху, яка виникає безпосередньо з аналізу об'єкта в умовах малих збурень, які дають підстави для лінеаризації рівнянь динаміки. Автори дуже наочно показують це на прикладі добре відомого механічного об'єкта – математичного (ідеального) маятника, коливання якого відбуваються під

дією сили тяжіння. Відомо, що коли кутове відхилення маятника мале, його коливання мають гармонічний характер, але коли кут збільшується, зростає відхилення функції коливання від синусоїди. Крилов і Боголюбов запропонували враховувати цю обставину через введення в рівняння малого параметру ϵ таким способом, щоб диференціальне рівняння, яке треба інтегрувати, перетворилося на лінійне. Такий спосіб автори назвали еквівалентною лінеаризацією. Апроксимаційні методи нелінійної механіки стають у нагоді в інтерпретації результатів чисельного розрахунку складного електромеханічного руху нелінійної динамічної системи.

Розвинена Криловим і Боголюбовим теорія усереднення показала, яким чином треба будувати розв'язання нелінійного рівняння руху, щоб одержати в результаті аналітичну функцію, яка із заданою похибкою відрізняється від точного розв'язку. Фактично таким способом здійснюється чисельне інтегрування рівнянь руху синхронних генераторів для аналізу стійкості переходу після великих збурень. У цих розрахунках на малому інтервалі часу для генераторів фіксуються вектори ЕРС у комплексній площині, а електрична потужність визначається з використанням рівнянь Кірхгофа, фіксуючи на інтервалі розрахунку частоту обертання кожної машини. Ця частота на мале ϵ відрізняється від єдиної для усієї мережі частоти напруги, іншими словами, виконується розрахунок квазістаціонарного гармонічного стану мережі, тоді як у рівнянні механічного руху сума моментів не дорівнює нулю, і це є джерелом руху електромеханічної системи, якою є ЕЕС.

Реальні системи завжди не консервативні, тому що в них відбуваються втрата енергії і перетворення електроенергії в потрібну споживачеві форму, а агрегати електростанцій великих ЕЕС облаштовані регуляторами, які змінюють потужність турбін і збудження синхронних генераторів залежно від зміни стану ЕЕС. Внаслідок дій цих регуляторів відбувається обмін енергією двох систем – механічної, носієм якої є обертальні маси ротора, і електромагнітної, яка накопичується в електричних колах статора машини. Цей обмін відображає реактивна потужність генератора, яка залежить від коливань напруги, на які реагує АРЗ. Неконсервативний характер динамічної системи, якою є ЕЕС, вимагає ретельно аналізувати результати розрахунку перехідного процесу. Інтерпретувати ці результати допомагають ідеї нелінійної механіки.

Швидкодіючі АРЗ, які діють на відхилення і похідні змінних стану ЕЕС (напруги, частоти), загострюють цю проблему, тому що спричиняють утворення жорсткої системи диференціальних рівнянь, а це вимагає використання неявних методів чисельного інтегрування.

Призначення автоматичних регуляторів збудження (АРЗ), окрім регулювання напруги, підвищувати рівень стійкості ЕЕС, але в разі невдалої конструкції або недосконалого налаштування сучасних швидкодіючих АРЗ з великими значеннями коефіцієнтів регулювання в складних схемно-режимних умовах ЕЕС може утворитися резонанс дії АРЗ і частоти вільних коливань системи, що спричиняє наростання амплітуди коливань і порушення стійкості ЕЕС.

Як показує теорія нелінійних коливань, нелінійні елементи динамічної системи можуть спричиняти виникнення автоколивальних процесів, небезпечних для системи. Такі ситуації не може визначити аналітичний апарат, який традиційно використовується для аналізу стійкості системи до малих збурень і базується на лінеаризованих рівняннях динаміки. Розрахунковим дослідженням (імітаційним моделюванням) покажемо, що нелінійність динаміки сучасних електроенергетичних об'єднань необхідно враховувати в задачах визначення стійкості ЕЕС до малих збурень (статичної стійкості), а ефективним засобом дослідження коливної статичної стійкості є програмний комплекс АВР-74, розроблений в Інституті електродинаміки НАН України [1].

Дослідження збуреного руху електроенергетичної системи. Досліджувався реальний режим ОЕС України, одержаний оцінюванням стану ЕЕС 2.03.2012 р. 19:30, який був додатково обважнений. Предмет дослідження – статична стійкість у перетині ОЕС України Захід-Вінниця. Перетоки потужності по лініях перетину в базовому режимі показані на рис. 1.

Обваження базового режиму виконано шляхом завантаження генераторів Хмельницької і Рівненської АЕС на 630 МВт з одночасним розвантаженням Трипільської

Назва...	Состав	Перето...	Перето...	Ток ли...
6460-727 МОЗЫРЬ -ЧАЭС330.		93.3	-50.0	172.4
ОЭС_Ки...		-1704.7	494.1	
808-703 ХАЭС... -ЧАЭС750.		-582.2	273.2	534.7
945-827 ЗУ 750 -ВН750...		-106.7	450.9	374.2
809-803 ХАЭС330. -ШЕПЕТОВ.		-476.6	18.1	797.8
905-821 ИВ.ФРАНК -ЧЕРНОВЦЫ		-148.4	11.6	266.0
810-818 ХМЕЛЬНИЦ -БАР.....		23.5	52.6	46.6
ЗАП_ВИН		-1290.4	806.4	

Рис. 1

Назва...	Состав	Перето...	Перето...	Ток ли...
6460-727 МОЗЫРЬ -ЧАЭС330.		87.4	-46.8	166.9
ОЭС_Ки...		-2256.0	165.1	
808-703 ХАЭС... -ЧАЭС750.		-1061.7	130.1	900.5
945-827 ЗУ 750 -ВН750...		-429.8	428.2	498.4
809-803 ХАЭС330. -ШЕПЕТОВ.		-121.9	-2.7	206.1
905-821 ИВ.ФРАНК -ЧЕРНОВЦЫ		-203.8	34.7	365.7
810-818 ХМЕЛЬНИЦ -БАР.....		-96.6	64.0	174.4
ЗАП_ВИН		-1913.8	654.3	

Рис. 2

NPB	TB	UFM...	UFM...	IFM...	CB	TR	UR...	UR...	NRF	B	B1	KF	KF1	KIF1	KIF	KI
11	0.16...	2.00...	-2.00...	9.00...	0	0.15...	2.00...	-2.00...	1	-25.0...	-2.80...	4.50...	1.90...	-1.25...	0.00...	0.00...

Рис. 3

збуреного руху (напруга на зажимах, напруга збудження, активна потужність генератора енергоблока № 2 ХАЕС, активна і реактивна потужності і струм ПЛ-750 кВ ХАЕС-ЧАЕС)

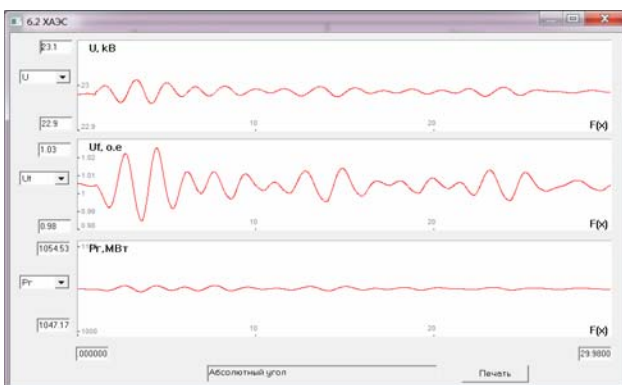


Рис. 4

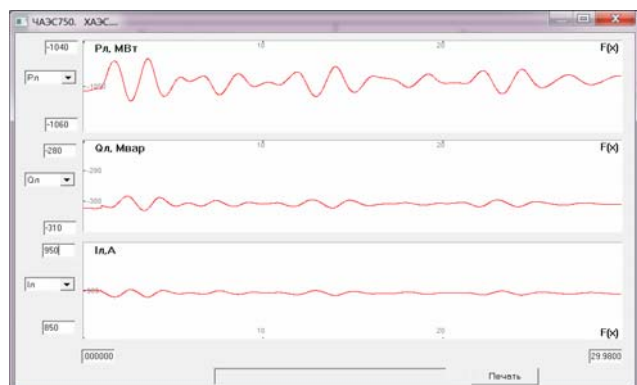


Рис. 5

ТЕС. Як додаткове обважнення виводилась у ремонт ПЛ 330 кВ Шепетівка-Житомир. На рис. 2 показані перетоки потужності в обважненому режимі.

Для визначення стійкості ОЕС до малих збурень виконано розрахунки електромеханічних перехідних процесів після малого скінченного збурення з урахуванням індивідуального руху синхронних генераторів з використанням програмного комплексу АВР-74. Досліджувана модель має 714 вузлів і 69 генераторів. Перехідний процес розраховувався при вимиканні навантаження потужністю 20 МВт (5 %) на ПС «Нивки». Для генераторів 1000 МВт ХАЕС і РАЕС враховувалася дія автоматичних регуляторів сильної дії (АРЗ-СД), якими вони реально обладнані. Розрахунки виконані для певного (стандартного) налаштування АРЗ, параметри якого показані на рис. 3.

На рис. 4, 5 наведено графіки електричних параметрів

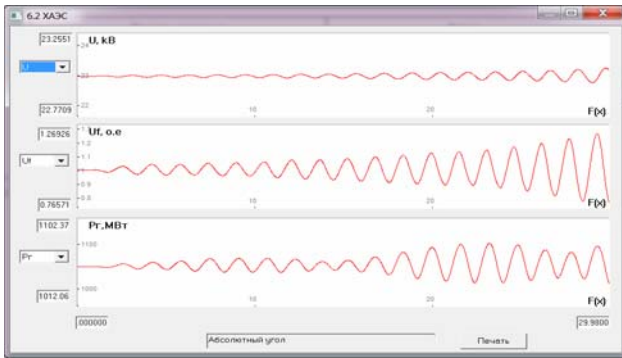


Рис. 6

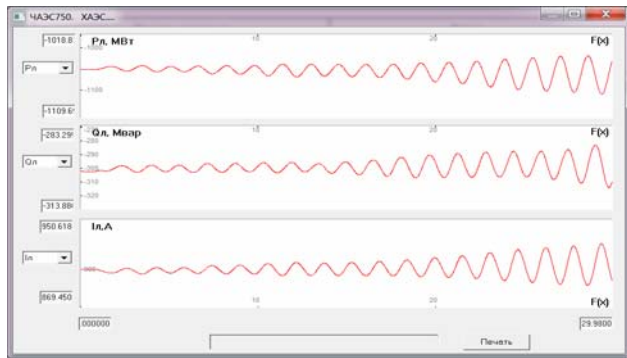


Рис. 7

для стандартного налаштування АРЗ. Загасання коливань свідчить про статичну стійкість досліджуваного режиму.

Виконано також розрахунки за умови збільшення коефіцієнта регулювання збудження за відхиленням напруги до -40, при тому, що його максимальне значення дорівнює -50. Графіки розрахованого перехідного процесу показують наростання амплітуди коливань і виникнення автоколивального процесу зі значною амплітудою коливань, як наслідок дії АРЗ в умовах незмінної потужності турбін агрегатів енергоблоків (рис. 6-8).

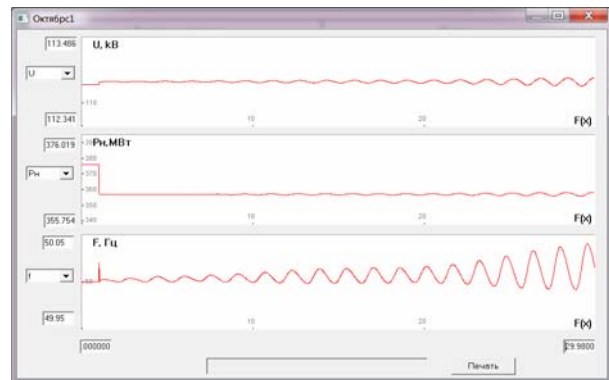


Рис. 8

Висновки. 1. Розрахунками реальних збурених рухів (електромеханічних коливань) в ОЕС України показано, що реалізовані в програмному комплексі аналізу стійкості ЕЕС АВР-74 методи розрахунку, в яких використовується аналітичне інтегрування нелінійних рівнянь механічного руху при фіксованих (усереднених на інтервалі) значеннях вхідних змінних, фактично реалізують принцип усереднення Крилова і Боголюбова, що забезпечує ефективність алгоритму чисельного інтегрування жорсткої системи рівнянь динаміки ЕЕС, реалізованого у програмних засобах, розроблених в Інституті електродинаміки, і коректний розрахунок тривалих процесів після малого збурення.

2. За певних умов (наприклад, ремонтний режим) як наслідок реакції неавтономної нелінійної динамічної системи на малі збурення в електроенергетичному об'єднанні можуть виникати автоколивальні процеси з великою амплітудою коливань, які створюють загрозу порушення стійкості ОЕС.

1. Авраменко В.Н. Модели, методы и программные средства для расчета и анализа переходных режимов и устойчивости ЭЭС. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2007. Вип. 18. С. 12–26.
2. Андронов А.А., Витт А.А., Хайкин С.Э. Теория колебаний. Москва. Наука. 1981. 568 с.
3. Кириленко О.В., Буткевич О.Ф., Рибіна О.Б. Низькочастотні коливання режимних параметрів об'єднаних енергосистем та запобігання системним аваріям. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ. 2014. Вип. 38. С. 30–39.
4. Крылов Н.М., Боголюбов Н.Н. Введение в нелинейную механику. Изд. АН УССР. Киев. 1937. 403 с.
5. Яндульський О.С., Марченко А.А., Мацейко В.В. Дослідження властивостей низькочастотних коливань на основі синхронізованих векторних вимірів. *Технічна електродинаміка*. 2014. № 5. С. 74–76.
6. Kundur P., Paserba J., Ajarapu V. Definition and Classification of Power System Stability. *IEEE Transactions on power systems*. 2004. Vol.19. № 2. P. 1387–1401.
7. Pavlovskiy V., Lukianenko L., Lenga O., Lambillon V., Rese L. Analysis of electromechanical oscillation in the IPS of Ukraine using eurostag and digsilent powerfactory software tools. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 5. С. 42–51.

УДК 621.311.004

В. Н. Авраменко, докт. техн. наук

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

Устойчивость электроэнергетических систем как задача нелинейной механики

Показано, что аналитические методы нелинейной механики, развитые в бывшем Советском Союзе в 30-х годах прошлого века, адекватны задаче устойчивости больших электроэнергетических объединений как существенно нелинейных динамических систем. Нелинейность основного уравнения динамики электроэнергетических систем – уравнения механического движения инерционных масс ротора агрегата турбина-генератор в сочетании с автоматическими регуляторами мощности турбины и возбуждения синхронного генератора приводит к образованию нелинейной неавтономной динамической системы. Н.М. Крылов и Н.Н. Боголюбов развили теорию усреднения, которая позволяет с заданной погрешностью находить аналитическое решение для нелинейной системы. Фактически этот же метод используют для численного интегрирования уравнений движения синхронных генераторов для анализа устойчивости ЭЭС, но он требует эффективной организации совместного решения системы дифференциальных и алгебраических уравнений, из которых состоит модель динамики ЭЭС. Имитационное моделирование, выполненное для реального режима ОЭС Украины, который был дополнительно утяжелен, показало, что при определенных условиях (например, ремонтный режим), в соответствии с предсказаниями теории нелинейных систем, малое возмущение может вызвать автоколебательный процесс в автоматически регулируемой динамической системе. Библ. 7, рис. 8.

Ключевые слова: устойчивость, электроэнергетическая система, нелинейная механика, имитационное моделирование.

V. M. Avramenko

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

Stability of electric power systems as the task of nonlinear mechanics

It is showed that the analytical methods of nonlinear mechanics, developed in Soviet Union in 30th of the last century, are adequate the task of stability of large electric power pools as substantially nonlinear dynamic systems. Equation of mechanical motion of the rotor inertia masses of turbine and generator is basic equation of dynamics of the electric power system. Its non-linearity in combination with the automatic regulators of power of turbine and excitation of synchronous generator results in formation of the nonlinear nonautonomous dynamic system. N.M. Krylov, N.N. Bogolyubov developed the theory of doing middle, which allows with the set error to find an analytical decision for the nonlinear system. Actually the same method is used for numeral integration of motion equations of synchronous generators for the analysis of EPS stability, but it requires effective organization of joint decision of the system of differential and algebraic equations which form the model of EPS dynamics. Simulation, executed for the real mode of UPS of Ukraine, which was additionally made heavier, showed that at certain terms (for example, repair mode), in accordance with predictions of the nonlinear systems theory, small disturbances can cause an autooscillations in the automatically controlled dynamic system. References 7, figures 8.

Key words: stability, electric power system, nonlinear mechanics, simulation method.

Надійшла 26.12.2017

Received 26.12.2017

УДК 621.315.1

ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЗОНАНСНИХ ПЕРЕНАПРУГ У МАГІСТРАЛЬНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖАХ 750 кВ З НЕСИНУСОЇДАЛЬНИМ ДЖЕРЕЛОМ СПОТВОРЕННЯ ЗА ДОПОМОГОЮ ШТУЧНОЇ НЕЙРОННОЇ МЕРЕЖІ

В.В. Кучанський, канд. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: skilldur@ukr.net

Розглянуто резонансні перенапруги, що виникають внаслідок підключення автотрансформатора до електричної мережі. Проведено дослідження, присвячені актуальній науковій та практичній задачі – розробка моделей для аналізу резонансних перенапруг при їх виникненні, розвитку та існуванні. Розроблено штучну нейронну мережу контролю перенапруг та функціональні моделі для її налагодження. Досліджено застосування розробленої мережі для виявлення факторів, які мають найбільший вплив на появу та кратність перенапруг в електричній мережі.

чних мережах. Наявність значної кількості нечітко заданих чинників, які впливають на точність визначення характеристик даних перенапруг, зумовила необхідність використання штучної нейронної мережі. Обґрунтовано вибір алгоритму навчання багатошарового персептрона для вирішення задачі визначення характеристик перенапруг, що виникають при включенні лінії електропередачі надвисокої напруги на ненавантажений автотрансформатор. Було застосовано процедуру навчання методом зворотного поширення помилки, що придатна для навчання багатошарових нейронних мереж. Сформульовано вимоги до підготовки багатошарового персептрона для вирішення задачі визначення характеристик резонансних перенапруг. Такі вимоги пов'язані з вибором оптимальної архітектури багатошарового персептрона, підготовкою вибірок даних, кількістю епох навчання, вибором функції активації нейронів. Виявлено фактори, які найбільше впливають на характеристики резонансних перенапруг. Наведено результати визначення характеристик перенапруг такого класу за допомогою штучної нейронної мережі. Бібл. 11, рис. 5.

Ключові слова: резонансні перенапруги, несинусоїдальні режими, парні гармоніки, штучна нейронна мережа.

Причиною виникнення резонансних перенапруг є резонанс у нелінійному колі. Класифікація різноманітних форм резонансу була дана в класичних працях минулого сторіччя. Всі види резонансу можна об'єднати в наступному визначенні: резонанс – це періодичний (або квазіперіодичний) режим у коливальній системі, який характеризується різким зростанням амплітуди однієї або декількох гармонік колювання, і виникає за умови, що частота резонансної гармоніки близька до частоти діючої в системі змушуваної сили (або до її кратної частини). Відповідно існує чотири форми резонансу: лінійний, параметричний, нелінійний та авторезонанс.

На рис. 1 показано коливальний контур rLC з нелінійною індуктивністю L . Резонанс в контурі виникає під дією гармонічної напруги E .

Перехід до резонансного режиму на частоті джерела виникає стрибкоподібно, амплітуда колювань при малих значеннях r обмежена нелінійністю кола. Це нелінійний резонанс або ферорезонанс. Більш детальний аналіз показав, що стрибкоподібний перехід до резонансного режиму в нелінійному колі rLC здійснюється в результаті періодичної зміни параметра, в даному випадку нелінійної індуктивності L під дією періодичної зміни вимушеного струму, що протікає через L . Через це нелінійний резонанс на основній гармоніці називають ще автопараметричним резонансом.

Мета статті – дослідження застосовності штучної нейронної мережі для експрес-оцінки визначення характеристик резонансних перенапруг при включенні лінії електропередачі надвисокої напруги на ненавантажений автотрансформатор та проведення серії моделювань для визначення ступеня впливу параметрів електрообладнання на умови виникнення такого виду перенапруг.

Як зазначено в [2–5, 11], можливості натурних досліджень перенапруг шляхом прямих вимірювань обмежені, а їх результати, хоча й дуже важливі, відображають минулий досвід, через те що такі вимірювання можуть бути виконані тільки на вже побудованих діючих лініях електропередачі. Саме тому пріоритетним напрямком є виконання розрахунків, що прогнозують характеристики перенапруг завдяки імітаційному та математичному моделюванню несинусоїдальних режимів.

Для моделювання за допомогою штучної нейронної мережі (ШНМ) була прийнята гіпотеза про певний розвиток подій, яка потім знайшла підтвердження при порівнянні результатів досліджень з експериментальними даними. Необхідною умовою є відповідне резонансне налаштування лінії електропередачі надвисокої напруги (ЛЕП НВН) [1–5, 7, 11]. Процес виникнення резонансних перенапруг на другій гармонічній складовій у разі підключення автотрансформатора (АТ) розвивається таким чином: при підключенні малонавантаженого АТ виникають повільно затухаючі кидки струмів намагнічування з істотним вмістом вищих гармонік (серед яких домінуючою є друга), які викликані насиченням магнітопроводу. Таким чином, джерело струму (а не напруги, як помилково стверджується в [1, 7, 11]) вищих гармонік виявляється приєднаним до ЛЕП. Тому саме гармонічні складові струму включення АТ обумовлюють перенапруги на другій гармонічній складовій. У свою чергу, вищі гармонічні

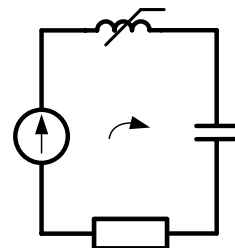


Рис. 1

струму АТ, що генеруються, спотворюють форму кривих напруги. І якщо з'єднання еквівалентного опору системи та ЛЕП має ємнісний характер щодо точки підключення магнітного шунта АТ, то в лінійній частині схеми посилюється друга гармоніка. Це збільшує насичення осердя, що в свою чергу призводить до збільшення вищих гармонічних складових. Таким чином, перенапруги на другій гармоніці зростають лавиноподібно через струми намагнічування АТ.

На рис. 2 представлені результати моделювання процесів на лінії Хмельницька АЕС – Жешув (Польща), які відбуваються при включенні ненавантаженого АТ. Форма кривих напруги може бути спотворена впродовж багатьох періодів (рис. 2). Таким чином, резонансні перенапруги на другій гармоніці досягають суттєвих величин і можуть бути тривалими (порядку декількох секунд) [1, 6, 7, 8–11], що призведе до пошкодження ізоляції устаткування. Саме тому всебічне дослідження і вивчення перенапруг на другій гармоніці є важливим науково-технічним завданням. Як видно з рис. 2, кратність перенапруг може перевищувати 1,5 з тривалістю дії 0,5–0,6 с.

Як видно з рис. 2, резонансні перенапруги в електричних мережах НВН можуть стати причиною розвитку важких аварій, тому що навіть при незначних амплітудних значеннях мають порівняно велику тривалість та викликають відмову релейного захисту від підвищення напруги. Задача дослідження перенапруг парної кратності ускладнюється через врахування кореляції, яка існує між багатьма нечітко заданими параметрами [2–5].

При моделюванні гармонічних перенапруг на другій гармоніці кожен окремо взятий чинник не може вважатись незалежним. Зміна одного параметра може призвести до зміни іншого, інакше кажучи, в даному випадку існує кореляція як між параметрами режиму конкретної мережі, так і параметрами її устаткування. Наявність цієї взаємозалежності не дає змоги отримати чіткі залежності, які могли б бути використані для аналізу перенапруг на другій гармоніці в магістральній електричній мережі, і в цьому випадку, як показує досвід наукових досліджень [2–3], ефективним засобом для моделювання таких невизначених систем є ШНМ.

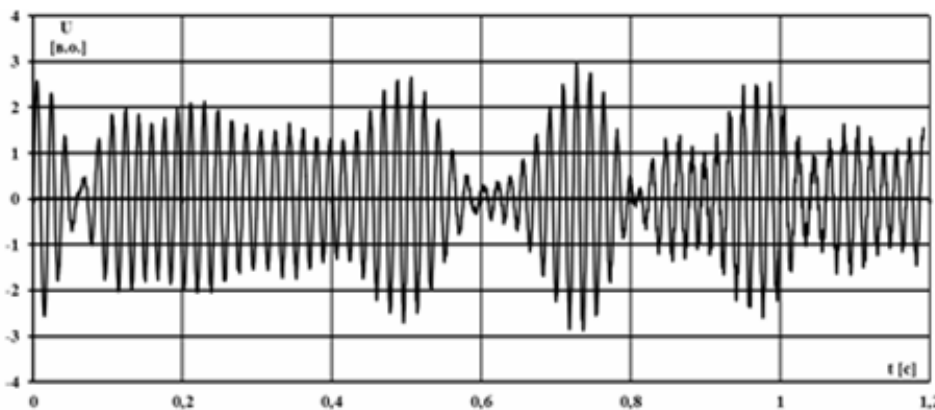


Рис. 2

Штучна нейронна мережа працює наступним чином. Нейрон отримує вхідні сигнали (вхідні дані або вхідні сигнали інших нейронів нейронної мережі) через кілька вхідних каналів. Кожен вхідний сигнал проходить через з'єднання, що має певну інтенсивність (або вагу); ця вага відповідає

синаптичній активності біологічного нейрона. З кожним нейроном пов'язане певне порогове значення вихідного сигналу. Далі обчислюється зважена сума входів, від неї віднімається граничне значення і в результаті виходить величина активації нейрона (вона також називається постсинаптичним потенціалом нейрона).

Важливу роль при моделюванні процесів з використанням ШНМ відіграє попередня підготовка моделі, яка полягає у використанні програмного інструментарію для вибору, навчання, тестування і використання ШНМ [11]. Зокрема, для вирішення поставленої в роботі задачі множиною вхідних даних $Input$ є: значення напруги джерела живлення $U_{дж}$, час замикання полюсів вимикача δ , ємність фази ЛЕП НВН C_ϕ , нахил кривої намагнічування трансформатора L_{sat} і залишковий магнітний потік Φ_0 та довжина лінії l :

$$Input = \{\Phi_0, L_{sat}, C_\phi, \delta, U_{дж}, l\}. \quad (1)$$

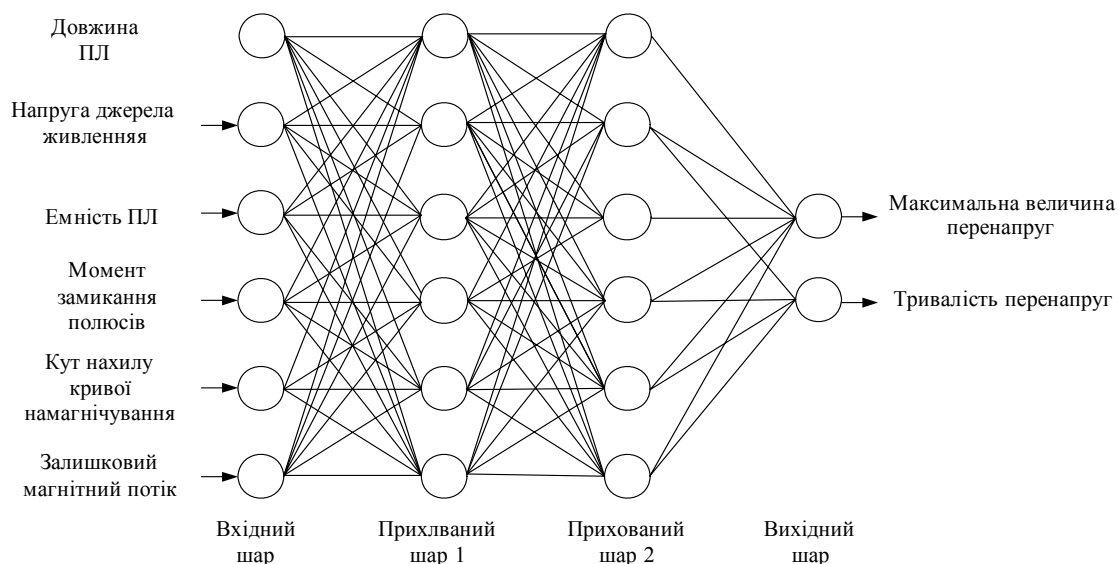


Рис. 3

Вибір структури ШНМ здійснюється відповідно до особливостей і складності завдання. Для вирішення деяких окремих типів завдань вже існують оптимальні конфігурації, описані, наприклад, в [6]. Якщо ж завдання не може бути зведене до жодного з відомих типів, розробнику доводиться вирішувати складну проблему синтезу нової конфігурації. При цьому він керується кількома основними принципами: можливості мережі зростають зі збільшенням числа комірок мережі, щільності зв'язків між ними і числом виділених шарів (вплив числа шарів на здатність мережі виконувати визначення характеристик перенапруг показано на рис. 3 з [6, 8–10]); введення зворотних зв'язків поряд зі збільшенням можливостей мережі піднімає питання про динамічну стійкість мережі; складність алгоритмів функціонування мережі (у тому числі, наприклад, введення декількох типів синапсів – збуджувальних, гальмівних та ін.) також сприяє посиленню продуктивності мережі. Питання про необхідні та достатні властивості мережі для вирішення того чи іншого роду завдань являє собою цілий напрям нейрокомп'ютерної науки. Оскільки проблема синтезу штучних мереж надто залежить від розв'язуваної задачі, дати загальні докладні рекомендації важко. У більшості випадків оптимальний варіант виходить на основі інтуїтивного підбору

На вхід нейронної мережі подається шість значень – дані з (1), на виході отримуємо максимальні величини та тривалість перенапруг. У ході експериментального підбору характеристик мережі два приховані шари мають містити шість нейронів.

При виборі та підготовці ШНМ для розв'язання завдань другого етапу моделювання був використаний універсальний програмний інструментарій Neural Network Toolbox (NNT), який входить у стандартну поставку пакета Matlab. Інструментарій NNT надає можливість редагування та модифікації ШНМ, а також забезпечує програмну підтримку необхідних типів ШНМ, алгоритми їх навчання та адаптації [6, 8–10]. Запропонований підхід до формування вибірок вхідних сигналів, а також використання NNT в якості програмного інструментарію забезпечує ефективну підготовку ШНМ для вирішення задачі моделювання внутрішніх резонансних перенапруг в магістральній електричній мережі.

У роботі в якості алгоритму навчання пропонується метод Левенберга-Марквардта. Цей алгоритм на відміну від класичного алгоритму навчання застосовує навчання за епохами [8–11]. У цьому випадку помилка навчання розраховується за всю епоху навчання та параметри мережі змінюються, коли мережі вже подані усі елементи навчальної множини.

Для успішного функціонування ШНМ важливим фактором є попередня підготовка, яка полягає у виборі правильного методу навчання. Для навчання ШНМ був обраний метод зворотного поширення похибки [6, 8–10], який широко застосовується для вирішення такого роду задач. На рис. 4 представлено кероване навчання ШНМ для кожного з вхідних сигналів

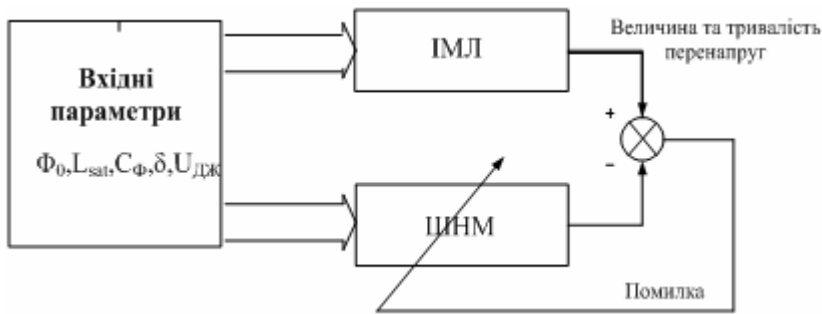


Рис. 4

з метою моделювання внутрішніх резонансних перенапруг у магістральній електричній мережі. Для навчання ШНМ застосовується імітаційна модель довгої лінії (ІМЛ).

Працездатність ШНМ перевіряється на тестовій вибірці, яка складається зі

значень, що не брали участі в навчанні ШНМ. Якщо ШНМ визначає тривалість і значення максимальних перенапруг із тестової вибірки, то підготовка ШНМ завершена, якщо ні – то проводиться повторна підготовка ШНМ.

Алгоритм Левенберга-Марквардта призначений для оптимізації параметрів нелінійних регресійних моделей. Передбачається, що в якості критерію оптимізації використовується середньоквадратична помилка моделі на навчальній вибірці. Алгоритм полягає в послідовному наближенні заданих початкових значень параметрів до шуканого локального оптимуму.

Задана навчальна вибірка – безліч пар вільної змінної $x \in X^M$ (входи мережі) і залежної змінної $y \in Y^M$. Задана функціональна залежність, яка була регресійною моделлю $y = f(w, x_n)$, безперервно диференціюється в області WX . Параметр w є вектором вагових коефіцієнтів. Потрібно знайти таке значення вектора w , яке б приносило локальний мінімум функції помилки

$$E_D = \sum_{n=1}^N (y_n - f(w, x_n))^2. \quad (2)$$

Перед початком роботи алгоритму задається початковий вектор вагових коефіцієнтів w . На кожному кроці ітерації цей вектор замінюється на вектор $w + \Delta w$.

Для оцінки приросту Δw використовується лінійне наближення функції $f(w + \Delta w, x) \approx f(w, x) + J\Delta w$, де J – якобіан функції $f(w, x)$ в точці w .

Матрицю J наочно можна представити у вигляді

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f(w, x_1)}{\partial w_1} & \dots & \frac{\partial f(w, x_1)}{\partial w_R} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f(w, x_N)}{\partial w_1} & \dots & \frac{\partial f(w, x_N)}{\partial w_R} \end{bmatrix}. \quad (3)$$

Тут вектор вагових коефіцієнтів $w = [w_1, \dots, w_R]^T$.

Приріст Δw у точці w , що відповідає мінімуму E_D , дорівнює нулю. Тому для знаходження подальшого збільшення Δw прирівнюємо нулю вектор часткових похідних E_D по w . Для цього (2) запишемо у вигляді

$$E_D = |y - f(w + \Delta w)|^2, \quad (4)$$

де $f(w + \Delta w) = [f(w + \Delta w, x_1), \dots, f(w + \Delta w, x_N)]^T$.

Перетворюючи і диференціюючи цей вираз

$$|y - f(w + \Delta w)|^2 = (y - f(w + \Delta w))^T (y - f(w + \Delta w)) = f^T(w + \Delta w)f(w) - 2y^T f(w + \Delta w) + y^T y,$$

отримуємо $\frac{\partial E_D}{\partial w} = (J^T J)\Delta w - J^T(y - f(w)) = 0$. Таким чином, щоб знайти значення Δw , потрібно вирішити систему лінійних рівнянь $\Delta w = (J^T J)^{-1} J^T (y - f(w))$.

Оскільки число обумовленості матриці $J^T J$ є квадрат числа обумовленості матриці J , то матриця $J^T J$ може виявитися істотно виродженою. Тому Марквардтом введений параметр регуляризації $\lambda \geq 0$.

1. $\Delta w = (J^T J + \lambda I)^{-1} J^T (y - f(w))$, де I – одинична матриця. Цей параметр призначається на кожній ітерації алгоритму. Якщо значення помилки E_D зменшується швидко, мале значення λ зводить цей алгоритм до алгоритму Гауса-Ньютона.

2. Алгоритм зупиняється в тому випадку, якщо приріст Δw у подальшій ітерації менше заданого значення, або якщо вектор вагових коефіцієнтів доставляє помилку E_D , меншу заданої величини, або якщо вичерпано число циклів навчання ШНМ. Значення вектора w на останній ітерації вважається потрібним.

Тестування нейронної мережі проводиться з використанням прикладів тестової вибірки. За результатами тестування оцінюється помилка роботи нейромережевої моделі. Етапи налаштування параметрів нейронної мережі та алгоритму її навчання нейронної мережі можуть виконуватися в циклі неодноразово доти, поки не буде отримана налаштована нейронна мережа, за допомогою якої можна вирішувати завдання з необхідним рівнем помилки.

Навіть у разі успішного, на перший погляд, навчання мережа не завжди навчається саме тому, чого від неї хотів дослідник. Тестування якості навчання нейромережі необхідно проводити на прикладах, які не брали участі в її навчанні. При цьому число тестових прикладів має бути тим більше, чим вище якість навчання. Якщо помилки нейронної мережі мають можливість близьку до однієї мільярдної, то і для підтвердження цієї ймовірності потрібен мільярд тестових прикладів. Виходить, що тестування добре навчених нейронних мереж стає дуже складним завданням.

На рис. 5 показані результати роботи ІМЛ та ШНМ. Для перевірки ефективності роботи розробленої штучної нейронної мережі були проведені розрахунки визначення величини перенапруг при зміні кута вмикання δ (рис. 5 а) та довжини лінії l (рис. 5 б). Різниця в результатах досягає приблизно 5 %. Завдяки результатам по виявленню ступеня впливу кута вмикання δ може бути розроблений дієвий захід по запобіганню виникненню перенапруг [3–5, 7].

Навчена і протестована нейронна мережа використовується для практичного вирішення завдання по мірі надходження нових вихідних даних (значень входних змінних). Результати по навченій мережі можуть бути отримані практично миттєво й інтерпретовані користувачем для подальшого прийняття рішень.

Висновки. Проведені дослідження застосовності штучної нейронної мережі дають можливість проводити експрес-оцінку визначення характеристик перенапруг, що виникають при несинусоїдальному джерелі спотворення з необхідним для практики ступенем точності. Вперше було визначено вимоги до підготовки штучної нейронної мережі архітектури багатошарового персептрона для вирішення поставленої задачі. Щоб нейронна мережа мо-

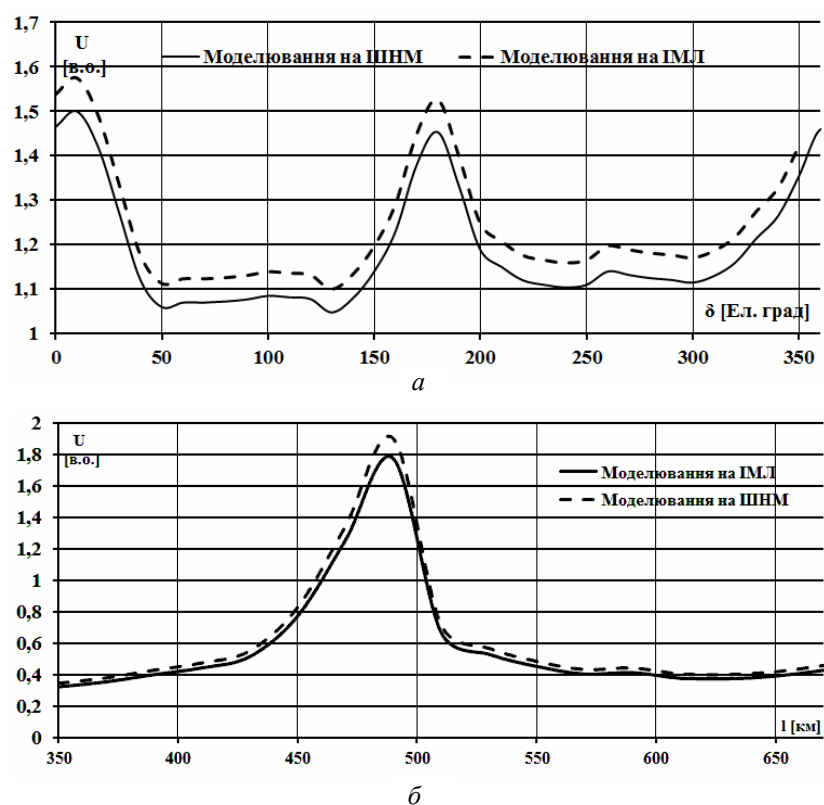


Рис. 5

гла виконувати необхідні функції, був обраний метод Левенберга-Марквардта з метою отримання прийнятної похибки. За допомогою досліджень на розробленій штучній нейронній мережі будуть підготовлені рекомендації для виконання процедури керованої комутації за кутом вмикання вимикача δ , які мають на меті запобігти резонансним перенапругам.

1. Базуткин В.В., Дмоховская Л.Ф. Расчеты переходных процессов и перенапряжений. Москва: Энергоатомиздат, 1983. 328 с.
2. Дмоховская Л.Ф. Инженерные расчеты внутренних перенапряжений в электропередачах. Москва: Энергия, 1972. 288 с.
3. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В., Шполянський О.Г. Дослідження резонансних перенапруг на ультрагармоніках парної кратності на ЛЕП 750 кВ. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. 2012. Вип. 29. С. 15–22.
4. Кузнецов В.Г., Шполянський О.Г. Исследование возможности возникновения перенапряжений в ЛЭП 750 кВ на 2-й гармонике. *Problemy Electroenergetyki: VI Miedzynarodowe Seminarium Polsko-Ukraińskie*, Lodz, 16-17 Spt. 2010. С. 51–58.
5. Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І., Кучанський В.В. Использование искусственной нейронной сети для анализа резонансных перенапряжений. *Problemy Electroenergetyki: VI Miedzynarodowe Seminarium Polsko-Ukraińskie*, Lodz, 16-17 Spt. 2010. С. 81–88.
6. David Kriesel. Brief Introduction to Neural Networks. Berlin, 2010. P. 286.
7. Kuchanskiy V. The application of controlled switching device for prevention resonance overvoltages in nonsinusoidal modes. *IEEE 37th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*, 2017, April. P. 394–399.
8. Sadeghkhan I., Ketabi A., Feuillet R. New approach to harmonic overvoltages reduction during transformer energization via controlled switching. *Proceedings of in Proc. 15th International Conference on Intelligent System Applications to Power Systems*, Curitiba, Brazil, 2009. P. 1589–1595.
9. Sadeghkhan I., Mortazavian A., Moallem M. Mitigation of capacitor banks switching overvoltages using radial basis function technique. *Advances in Electrical Engineering Systems* 13. Vol. 1, No. 1. March 2012. P. 8–13.
10. Sadeghkhan I., Ketabi A., Feuillet R. Estimation of Temporary Overvoltages during Power System Restoration using Artificial Neural Network. *IEEE Trans. Power Delivery*. Vol. 17, Oct. 2002. P. 1121–1127.
11. Tugay Y. The resonance overvoltages in EHV network. *Proceedings of IEEE Sponsored Conference EPQU'09 – International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, Poland, Lodz, September 15-17, 2009. P. 14–18.

УДК 621.315.1

В.В. Кучанський, канд. техн. наук

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

Исследование резонансных перенапряжений в магистральных электрических сетях 750 кВ с несинусоидальным источником искажения с помощью искусственной нейронной сети

Рассмотрена возможность использования искусственных нейронных сетей для быстрого принятия решений в случае возникновения длительных перенапряжений. Проведен анализ специфики задачи разработки экспресс-метода определения характеристик перенапряжений и распространенных методов их решения с помощью применения искусственных нейронных сетей. Применена архитектура искусственных многослойных нейронных сетей, пригодных для реализации этой задачи. Рассмотрены резонансные перенапряжения, возникающие вследствие подключения автотрансформатора к электрической магистральной сети 750 кВ. Наличие значительного количества нечетко заданных факторов, которые влияют на точность определения характеристик данных перенапряжений, обусловила необходимость использования искусственной нейронной сети. Проведены исследования, посвященные актуальной научной и практической задаче – разработке нейромодели для анализа резонансных перенапряжений при их возникновении, развитии и существовании. Разработана искусственная нейронная сеть для определения кратности перенапряжений. Исследовано применение разработанной сети для выявления факторов, которые оказывают наибольшее влияние на появление и кратность перенапряжений в электрических сетях. Выявлены факторы, которые больше всего влияют на характеристики резонансных перенапряжений. Приведены результаты определения характеристик перенапряжений с помощью искусственной нейронной сети. Для решения задачи определения характеристик перенапряжений рассмотрены нейросетевые методы, которые отличаются способностью устанавливать нелинейные связи между параметрами линии электропередачи сверхвысокого напряжения. Для достижения поставленной цели сформулированы следующие задачи: осуществить определения характеристик перенапряжений нейросетевыми методами; построить модель нейронной сети, соответствующую исходным данным линии электропередачи; получить результаты прогноза; оценить точность функционирования построенной модели. Библ. 11, рис. 5.

Ключевые слова: резонансные перенапряжения, несинусоидальные режимы, четные гармоники, искусственная нейронная сеть.

V.V. KuchanskyiInstitute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine**Investigation of resonance overvoltages in 750 kV main power electrical networks with non-sinusoidal source of distortion by using the artificial neural network**

Considers the possibility of using artificial neural networks for rapid decision-making in the event of prolonged overvoltages. The analysis of the specifics of the task of developing an express method for determining the characteristics of overvoltages and common methods for their solution through the use of artificial neural networks is carried out. The architecture of artificial multilayer neural networks, suitable for the realization of this task, has been applied. The resonant overvoltages arising from the connection of the autotransformer to the electrical network 750 kV are considered. The research was devoted to the actual scientific and practical task - the development of models for the analysis of resonance overvoltages. An artificial neural network of overvoltage control its debugging has been developed. The application of the developed network for the identification of factors that have the greatest influence on the appearance and multiplicity of overvoltages in electrical networks is explored. The presence of a large number of fuzzy factors that affect the accuracy of the determination of the characteristics of overvoltage data necessitated the use of an artificial neural network. The factors that influence the characteristics of abnormal overvoltages are revealed. The results of determination of overvoltage characteristics of such a class by artificial neural network are given. The results of determining the characteristics of overvoltages using an artificial neural network are given. In this paper, to solve the problem of determining the characteristics of overvoltages, neural network methods are considered that differ in their ability to establish nonlinear connections between the parameters of the extra-high voltage transmission line. To achieve this goal, the following tasks were formulated: to carry out the definitions of overvoltage characteristics by neural network methods; to build a model of the neural network, corresponding to the initial data of the transmission line; get the results of the forecast; to estimate the accuracy of the functioning of the constructed model. References 11, figures 5.

Key words: resonance overvoltages, even harmonics, nonsinusoidal modes, artificial neuron network.

Надійшла 17.01.2018

Received 17.01.2018

УДК 621.316.5

НОРМАТИВНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ МОНІТОРИНГУ ВИСОКОВОЛЬТНИХ ВИМИКАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМ**М.Ф. Сопель¹**, докт. техн. наук, **А.В. Панов²**, **В.І. Паньків³**, **Є.М. Танкевич⁴**, докт. техн. наук

1 – МПП «АНІГЕР»,

вул. Гарматна, 2, Київ, 03680, Україна

2–4 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03680, Україна

e-mail: av-panov@ukr.net

Виконано аналіз основних вимог нормативних документів ОЕС України, стандартів Міжнародної електротехнічної комісії (МЕК), Американського національного інституту стандартів (ANSI) та Інституту інженерів-електриків (ІЕЕЕ) щодо високовольтних вимикачів у частині, що стосується їх номінальних значень, експлуатаційних характеристик, вибору та застосування систем моніторингу, дослідження, аналізу і звітності про відмови. Показано актуальність та значимість оновлення і гармонізації нормативного забезпечення високовольтних вимикачів та їх моніторингу з міжнародними стандартами. Бібл. 24, таблиця.

Ключові слова: нормативне забезпечення, вимикач, моніторинг, оновлення, розроблення, відмова, звітність.

Актуалізація, розроблення і оновлення нормативних документів (НД) ОЕС України та їх гармонізація з міжнародними стандартами визначені в документах Міненерговугілля України [8-10] основним напрямком реалізації технічної політики (ТП) в галузі. Там же зазначено, що впровадження НД дасть змогу підвищити надійність та ефективність експлуатації електроенергетичних об'єктів (ЕЕО) і енергосистем (ЕЕС), вдосконалити їх моніторинг і підвищити керованість ними, забезпечивши таким чином стійке функціонування і розвиток електроенергетики країни.

Розроблення, перегляд та ведення реєстру чинних у сфері електроенергетики НД, створення і ведення їх повнотекстової об'єктно-орієнтованої бази розглядаються в цих документах як основні шляхи реалізації ТП. Згідно з вказаними документами об'єктно-орієнтована система НД має складатися з системи стандартів, що містять лише вимоги та норми (НД 1-го рівня) і НД, які забезпечують виконання вимог стандартів (рекомендації, посібники, методики, методичні вказівки, інструкції, типові технічні рішення тощо) (НД 2-го рівня). Кожний об'єкт (технічна система, обладнання, технологія) має бути забезпечений наступними типами стандартів: технічні вимоги; вимоги з організації експлуатації і ТО; методи випробувань; охорона праці і техніка безпеки. Визначено, що показниками функціональної прогресивності технічних рішень у проектах будівництва, реконструкції та технічного переоснащення підстанцій є автоматизована підстанція (ПС) з телевимірюваннями і керування виробничими процесами без постійного обслуговуючого персоналу; застосування засобів автоматичного діагностування та моніторингу стану обладнання ПС в експлуатаційному режимі; застосування елегазових вимикачів у розподільних пристроях (РП) напругою 110 кВ і вище. Для високовольтих вимикачів (ВВ) у складі ПС такими показниками є наявність пружинного приводу на струм вимкнення $I_{\text{вим}}$ до 63 кА і автоматизованої системи моніторингу та діагностики; механічний ресурс – не менше 10000 циклів увімкнення-вимкнення; комутаційний ресурс – 20-25 вимикань струму КЗ; власний час вимикання – не більше 0,02 с; автономність (відсутність необхідності стаціонарного обладнання газопідживлення); збереження номінальних параметрів за температури навколишнього повітря -45° С з впливом вітрового навантаження; річний витік елегазу – не більше 0,1 %.

Оскільки об'єкт моніторингу є невід'ємною частиною системи моніторингу, то в складі об'єктно-орієнтованої бази НД ОЕС України мають бути нормативи, що стосуються об'єкта моніторингу, тобто самих ВВ, і нормативи щодо їх моніторингу, які повинні враховувати технічні характеристики, особливості конструкції та роботи в різних режимах цих надто важливих для надійного, якісного та безпечного функціонування електроенергетичної галузі апаратів.

Метою роботи є огляд існуючої нормативної бази стосовно ВВ та їх моніторингу як у нас в країні, так і за кордоном, оцінювання складу та якості національних НД і визначення на цій основі міжнародних стандартів щодо моніторингу ВВ, які першочергово потрібно впроваджувати в Україні.

Нормативи ВВ. На цей час нормативна база ВВ в Україні складається з НД [1-7] і в більшій своїй частині потребує поновлення, вдосконалення і гармонізації з міжнародними стандартами, що стосуються цих апаратів, відповідно до Технічної політики [8-10] щодо порядку розроблення та перегляду стандартів підприємства.

Найбільш визнані в сучасному світі та важливими щодо ВВ і комутаційної апаратури стандарти МЕК і Американського національного інституту стандартів (ANSI). Стандарти США здебільшого є продуктом спільних або окремих зусиль ANSI, Інституту інженерів – електриків (IEEE) та Національної асоціації виробників електротехнічної продукції (NEMA). Стандарти є життєво необхідними документами і тому впродовж усього часу розвитку вимикачів процес їх стандартизації розвивався і вдосконалювався, до нього прилучалися все нові й нові країни. Документи ANSI розвиваються за політики відкритої участі, тоді як в МЕК цей процес обмежений лише державами – членами цієї організації. Сьогодні фактично усі ВВ, що продаються в усьому світі, відповідають стандартам МЕК. Стандарти ANSI застосовуються в США і в країнах, в яких США має сильний вплив на розвиток їх електротехнічної промисловості. Між стандартами цих двох організацій існують певні відмінності, насамперед у форматі та технічних вимогах, але вони не є значними і відносяться скоріше до урахування місцевих особливостей, ніж до фундаментальних положень. У зв'язку зі зростаючою глобалізацією торгівлі, а також через те, що сьогодні розвиток ВВ відбувається головним чином за межами США, а усі провідні постачальники цього типу устаткування належать європейським або японським багатонаціональним корпораціям, існує проблема гармонізації цих двох систем стандартів або ж злиття їх в єдину систему стандартів [24].

Основними або первинними стандартами ANSI щодо ВВ є такі стандарти: ANSI C37.06 [11], IEEE C37.04-1999(R2006) [18], IEEE C37.12-2008 [22] і IEEE C37.09 [19]. Основними стандартами МЕК є IEC 62271-1:2007 [14] та IEC 62271-100:2008 [15].

Оглянемо коротко основні положення цих стандартів, що стосуються номінальних значень вимикачів та їх експлуатаційних характеристик. Номінальними значеннями вимикача вважаються мінімально необхідні значення параметрів, за яких вимикач задовольняє вимогам стандарту при функціонуванні в межах визначених умов. Структура номінальних значень містить основні параметри частоти, напруги і струму, а також ряд інших параметрів, що отримуються з зазначених основних. Номінальне значення промислової частоти є важливим фактором під час переривання струму, оскільки для багатьох типів вимикачів швидкість зміни струму при його проходженні через нуль є більш значимим параметром, ніж середньоквадратичне чи пікове значення струму [24]. До номінальних значень, пов'язаних з напругою, відносяться: «номінальна максимальна робоча напруга» (ANSI) та «номінальна напруга» (IEC); «номінальна електрична міцність»; «номінальна перехідна відновлювана напруга».

До структури номінальних значень і вимог, пов'язаних зі струмом, входять: «номінальний тривалий струм» і «номінальний струм короткого замикання». Перше з них використовується для встановлення максимально допустимих температурних меж нагрівання вимикача з метою запобігання виходу температури з-під контролю. Максимальні значення нагрівання, подані в стандартах [14] і [18], для вимикачів зовнішнього установлення не відрізняються. Визначене обома стандартами номінальне значення струму КЗ відповідає максимальному значенню симетричного струму, який здатний відключити вимикач. Існує ряд відповідних здатностей, пов'язаних зі значенням симетричного струму, яке є основою номінальних значень. Це номінальний час відключення вимикача, що складається з часу від моменту подачі живлення на котушку відключення до моменту згасання дуги та номінальний піковий несиметричний струм увімкнення, встановлений з метою визначення механічної здатності вимикача, його контактів і механізму витримувати максимальні електромагнітні сили, які можуть виникнути, коли вимикач вмикається на КЗ.

З метою гарантування витримування струмопровідними частинами ВВ нагрівання струмом КЗ встановлена вимога у вигляді номінального значення короткотривалого струму, що є діючим значенням повного (несиметричного) струму, який вимикач має проводити в положенні «увімкнено» протягом встановленого часу. Цей час не може перевищувати допустимої затримки вимкнення і визначений ANSI для ВВ з номінальним значенням напруги нижче 100 кВ, рівним 2 с, і 1 с для ВВ з напругою вище 100 кВ. У стандартах IEC цей час складає 1 с для усіх ВВ і називається номінальною тривалістю КЗ.

Важливою вимогою, що пов'язана з номінальним струмом КЗ, є номінальний цикл робочого режиму (в ANSI), який в IEC має назву «комутаційний цикл». Стандартний режим роботи ВВ визначений ANSI як послідовність наступних операцій: вимикання – 15 с – вмикавання-вимикання – 3 хв – вмикавання-вимикання. Для вимикачів, призначених для автоматичного повторного вмикавання (АПВ), ця послідовність виглядає так: вимикання – 0,3 с – вмикавання-вимикання – 3 хв – вмикавання-вимикання. В IEC додатково до зазначеного визначений комутаційний цикл з обома безструмовими паузами, рівними 3 хв.

Характерною лише для ANSI вимогою є здатність до обслуговування, що визначається мінімально прийнятною кількістю циклів вимикання ВВ номінального струму КЗ без необхідності заміни його контактів. Ця здатність встановлюється виходячи з сумарного відключеного струму і, наприклад, для сучасних елегазових і вакуумних ВВ вона складає 800 % номінального струму КЗ. Стандартами IEC ця характеристика не встановлена, однак для ВВ з номінальною напругою від 1 до 52 кВ стандартом [15] встановлено два типи ВВ, що характеризуються різним рівнем комутаційної зносостійкості: E_1 і E_2 . Вимикач типу E_2 є такий, що не потребує ТО частин розриву силового кола впродовж очікуваного терміну служби і вимагає лише мінімального ТО інших його частин. Тобто вимикачу типу E_2 властива розширена комутаційна зносостійкість. Тип E_1 визначається як вимикач, який не потрапляє до типу E_2 .

Стандарти обох організацій визначають також додаткові вимоги до виконання ВВ інших, відмінних від комутацій струмів КЗ, комутаційних операцій – комутацій ємностей. Серед них здатність комутації однієї батареї конденсаторів і зустрічно увімкнених батарей у вигляді номінального струму їх вимкнення, які не є обов'язковими для усіх вимикачів; вимоги щодо зарядних струмів ліній у вигляді номінального зарядного струму, які є обов'язковими для усіх ВВ зовнішнього встановлення з номінальними значеннями напруги 72,5 кВ і вище. Особливим випадком комутації ємності вважається комутація кабельної лінії, вимоги до якої встановлені у вигляді номінального значення зарядного струму і є обов'язковими для усіх ВВ з номінальними значеннями напруги не менш ніж 52 кВ. Додатковою вимогою у вигляді встановлення максимального коефіцієнта перенапруги при повторних запаленнях і пробоях під час комутації ємнісного струму гарантується, що їх дія за умов допустимого зростання напруги підтримується в безпечних межах.

Визначені в стандартах механічні вимоги стосуються числа механічних операцій (одна механічна операція складається з одного увімкнення і одного вимкнення), які можуть бути виконані ВВ. Забезпечення цих вимог гарантує витривалість конструкції і функціональні характеристики робочого механізму ВВ. Усі вимикачі зовнішнього встановлення згідно з ANSI мають загальну вимогу 2000 операцій. Стандартом [15] для ВВ типу E_1 встановлено вимогу 2000 операцій, типу E_2 – 10000 операцій.

Нормативні документи з моніторингу ВВ. Нормативно-правова база щодо створення та використання систем моніторингу електротехнічного обладнання, включно і ВВ, в Україні поки що відсутня, але незважаючи на це на високовольтних підстанціях з метою моніторингу параметрів вимикачів встановлюють певне обладнання.

Щодо нормативної бази міжнародного рівня найбільш цілеспрямованим, повним і корисним для розробників та користувачів систем моніторингу ВВ є керівництво IEEE C37.10.1-2000 [20]. У цьому досить глибоко проробленому інформативному документі подано керівні вказівки щодо вибору параметрів моніторингу та діагностики, які необхідно використовувати для високовольтних вимикачів напругою вище 1000 В різних технологій виготовлення, базовий перелік можливих характерних відмов вимикачів, їх причин і наслідків, характеристик розвитку відмов та доступних у кожному конкретному випадку опцій моніторингу. Представлені в керівництві декілька методологій вибору варіанта моніторингу враховують ризики відмов вимикачів та вигідність витрат при застосуванні моніторингу за умови найбільшого зменшення інтенсивності їх відмов. За допомогою оцінювання ризику відмов через оцінку їх ймовірності та серйозності наслідків визначається міра важливості відмов у сфері економіки, безпеки та довколишнього середовища. Для означення можливостей модернізації обслуговування (стратегії, задач та інтервалів) ВВ, яка можлива завдяки моніторингу, наведено приклади різних програм їх обслуговування за наявності та відсутності моніторингу.

У керівництві подано також ряд визначень, зокрема: неперервного і періодичного моніторингу, діагностичного контролю, характеристики і наслідку відмови, аналізу характеру наслідків і важливості відмов, ризику. Зазначено, що моніторинг може використовуватись для визначення стану ВВ, його окремих вузлів і функцій керування; оптимізації діяльності з обслуговування; зменшення інтенсивності відмов і покращення економічних показників функціонування ВВ; збільшення доступного запасу знань про ВВ з метою більш точного визначення причин відмов після їх появи. Термін «відмова» використовується в контексті цього керівництва для позначення «неуспішного виконання функції» незалежно від причини елемента чи вузла, яким вона спричинена. Відмова виконувати потрібну функцію не передбачає, що відмовив конкретний елемент, натомість передбачає, що функція елемента чи ВВ не була забезпечена. Функціональні відмови необов'язково викликаються відмовою ВВ чи його елемента. Необхідно також враховувати і зовнішні причини, включно з неправильним застосуванням.

У стандарті [20] вказується, що його необхідно використовувати в поєднанні з стандартами [12, 13, 21, 17, 16, 23] або їх затвердженими новими версіями, якщо такі є. Серед цих

стандартів найбільш значущим для розв'язання задачі вибору моніторингу ВВ, на думку авторів, є стандарт [23], який є останньою версією стандарту [21], що переглядався в 2002 та 2008 роках. У цьому керівництві подано правила та процедури проведення розслідування, аналізу та складання звітів про відмови ВВ. Слід зазначити, що статистичні дані щодо пошкоджуваності тих чи інших елементів ВВ за умов тривалої експлуатації дають змогу сформулювати уявлення про те, на чому необхідно концентрувати увагу і зусилля при виборі та розробці системи моніторингу для досягнення більш високих показників надійності як конструкції, так і функціонування ВВ. Отримати такі дані можливо лише від працівників експлуатації, які не завжди вважають за необхідне складання інформаційного доосьє про експлуатаційні характеристики пошкодженого ВВ. Виконання вимог та рекомендацій стандарту [23] забезпечує можливість розв'язання цієї задачі шляхом складання спільно користувачем і виробником ВВ стандартизованої форми звітів про їх відмови. Метою цього нормативного документа є:

- встановлення нормативів та сприяння одноманітності в аналізі відмов вимикачів;
- надання керівних вказівок для систематичного та однакового збору даних, для того щоб не втратити або не порушити цінних доказів;
- надання методології, за допомогою якої може бути визначено найбільш ймовірну причину відмови будь-якого конкретного вимикача;
- сприяння спільним зусиллям користувачів та виробників під час аналізу відмов;
- надання керівних вказівок для підготовки звітів про відмову вимикачів.

Так, зокрема, в цьому документі вказується, що залежно від природи та початкового розуміння серйозності відмови можуть використовуватися різні рівні дослідження за окремими протоколами. Залежно від встановленої першочерговості задачі з'ясування основної причини відмови чи відновлення ВВ та повернення його в експлуатацію методи розслідування та демонтажу (розбирання) ВВ можуть бути досить відмінними.

Визначено загрози та ризики, пов'язані з оглядами ВВ (з боку електричної частини, матеріалів у ВВ або навколо місця його встановлення, збереженої енергії для забезпечення відключення та АПВ). З метою визначення дій, які необхідно виконувати при розслідуванні відмови, рекомендується починати його з визначення виду відмови, а саме необхідно визначити чи є відмова основною, експлуатаційною чи несуттєвою. Подано класифікацію відмов, перелік і рекомендований план дій при розслідуванні кожної з відмов (негайні дії, збір даних на місці експлуатації, саме розслідування, що включає огляд нормативно-технічної документації з встановлення функціонування і обслуговування вимикача та порівняння фактичних умов з наведеними в документації, підсумковий аналіз відмови).

Моніторинг різноманітних властивостей та функцій ВВ в цьому керівництві розглядається як допомога в діагностуванні його стану та прогнозуванні будь-якої відмови, що наближається. Діагностування ВВ допомагає користувачу в прогнозуванні його стану і подовженні інтервалів між обслуговуваннями. В керівництві подано перелік дій користувача, яких потребує моніторинг, включно з встановленням складних діагностичних систем чи систем моніторингу та проведення діагностичних випробувань. У представлених 14-ти таблицях перелічені властивості та характеристики різних типів вимикачів, які рекомендовані для моніторингу та випробувань (механічні, властивість проводити електричний струм, електричної ізоляції, допоміжних кіл та кіл управління, переривника, особливі властивості елегазових ВВ з подвійним тиском і одного тиску, трансформаторів струму, пов'язаних з ВВ, та ін.). У таблицях також міститься інформація щодо режиму роботи ВВ (під живленням або знеструмлений та ізольований) при виконанні випробувань та моніторингу; вимірюваних параметрів та інформації, що виводиться; оцінки стану ВВ на основі виведеної інформації. У статті, як приклад, наведена одна з цих таблиць, яка відображає особливості елегазових вимикачів з подвійним тиском, що рекомендуються для моніторингу.

Належна оцінка стану ВВ потребує запису та отримання тренду вимірних значень декількох параметрів чи характеристик. Від користувача вимагається повідомити виробника про відмову, а від них обох погодити належний підхід до оцінки відмови. Взаємодія

організацій-учасниць на всіх рівнях сприяє розслідуванню відмови та покращує точність діагностування. При цьому певному персоналу може бути надана провідна роль у певних ситуаціях відповідно до загального корпоративного плану розслідування.

Під час збирання даних про відмову користувачу необхідно повідомити виробника, особливо коли обладнання перебуває на гарантії та у випадках руйнувань і серйозних пошкоджень. Якщо можливо, то не слід видаляти чи розбирати (демонтувати) будь-які частини ВВ, поки виробник не здійснить огляд або не погодить належний упорядкований підхід до оцінювання відмови, аби не допустити втрати інформації.

У посібнику подано перелік різноманітних дій та інструментарію представників користувача і виробника, які можуть виявитися необхідними на місці події. Звертається особлива увага на важливість своєчасного огляду ВВ і збору даних у разі його відмови, а також на специфіку розслідування, коли результатом відмови є серйозні пошкодження обладнання (включно з відключенням основної електричної схеми), нещасний випадок або якщо відмова може стати причиною судового розгляду.

Пропонується досить детальний перелік основних спостережень щодо умов та подій на місці відмови фізичного та електричного стану ВВ після відмови. Зокрема, вказується, що мають бути записані дані, які стосуються функціонування таких пристроїв моніторингу та захисту, як: осцилограф, реєстратор послідовності подій, цифровий реєстратор замикань, реєстратор замикань, сигналізатор, запобіжники, лічильники кількості перемикачів, інших ВВ в системі і тиску газу. Також наведено перелік електричних випробувань, випробувань ізоляційного середовища та інших випробувань заземленого та ізольованого від енергосистеми ВВ, які пропонуються виконати під час розслідування його відмови.

Оцінювані характеристики (за результатами випробувань та моніторингу)	Режим роботи	Виміряні значення параметрів та похідна інформація	Оцінка властивості
Рівень елегазу (низький тиск, низька щільність)	I	Тиск, щільність (тиск та температура), функціонування нагрівача елегазу	Здатність витримувати напругу
Рівень елегазу (високого тиску, високої щільності)	I	Тиск, щільність (тиск та температура), функціонування нагрівача елегазу	Здатність переривання струму
Дія переривника	O	Залежність змін тиску в часі протягом комутаційних операцій	Дія захисного клапана, сопла переривника та контактів
Вологість елегазу	I	Вимірювання водяної пари в елегазі (мільйонних доль (проміле))	Рівень води в елегазі, що може впливати на напругу витримки, переривну здатність і корозостійкість
Опір замикання (розмикання) (якщо присутній)	O	Опір в мікроомах ($\mu\Omega$), опір резисторів замикання (розмикання) в омах (Ω)	Знаходження значення опору в допустимих межах
	O	Час вставки в мілісекундах	Знаходження значення часу дії основних контактів під час комутаційних операцій з урахуванням впливу додаткового опору в допустимих межах
Напруга зрівнювальних конденсаторів (якщо присутні)	O	Ємність в пікофарадах (pF)	Знаходження значення ємності в допустимих межах
Фазні конденсатори (якщо присутні)	O	Ємність в пікофарадах (pF)	Знаходження значення ємності в допустимих межах

В стовпці «Режим роботи» таблиці застосовуються наступні буквені позначення:

I – Вимикач знаходиться під живленням та в обслуговуванні;

O – Вимикач знеструмлено та ізольовано.

Аналіз відмов дає змогу дати відповідь на низку взаємопов'язаних питань, що стосуються причини відмови, недопущення її повторення, відновлення чи заміни ВВ, зменшення ризиків функціонування та безпеки, розробки стратегії ТО та ін. Зазначається, що як користувач, так і виробник, безумовно, матимуть користь від розслідування та аналізу відмови і використання відповідних звітів. Наприклад, користувач завдяки аналізу зможе краще зрозуміти сутність відмови і використати це для вдосконалення застосування і функціонування, ефективного обслуговування, розширення можливостей моніторингу, перегляду технології виробництва з метою мінімізації механізмів та причин відмови.

Звіт про відмови може бути також використаний користувачем для встановлення тенденції зміни надійності, класифікації відмов за виробником, типом і віком ВВ, передачі виробнику рекомендацій та інформації про проблеми, що потребують технічного аналізу, а також оновлення статистики відмов, оцінювання терміну служби ВВ до відмови, оцінювання допустимих інтервалів між ТО та ін.

Поглиблений аналіз основних причин відмов дає змогу встановити конструктивні вади та проблеми якості елементів чи систем ВВ, їх неправильне використання, недоліки контролю виробничого процесу, помилки оператора та ін. Урахування виробником рекомендацій користувача і визначення ним коректуючих дій у виробництві може забезпечити покращення конструкції ВВ у цілому, технічних умов, виробничого процесу, стандартів щодо ВВ, їх ТО, діагностики та моніторингу.

Наведемо бланк звіту про відмови, що є частиною цього керівництва, розроблений Комітетом з питань комутаційної апаратури IEEE з метою підвищення надійності ВВ за допомогою уніфікованих звітів про експлуатаційну відмову.

Також зазначається, що для аналізу основної або системної відмови необхідні наступні додаткові інформація та матеріали в складі:

- однолінійної схеми підстанції з зображенням вимикачів, що розглядаються;
- часової послідовності роботи (включаючи усю сигналізацію) відповідних вимикачів з останнього часу, коли умови були нормальними;
- даних про стан ліній до, після відмови та під час неї;
- осцилограм з прикладеними поясненнями та інтерпретацією;
- опису точного положення усіх застосовуваних механічних деталей від котушки управління до контактів переривника (сфотографувати усе детально перед рухом приводів; надати копії фотознімків з доповіддю);
- опису пошкодження від дуги та розміщення продуктів дуги стосовно ущільнень клапанів (сфотографувати усе детально перед очищенням або рухом приводів після відмови; надати копії фотознімків з доповіддю).

Висновки

1. Нормативне забезпечення ВВ потребує подальшого оновлення та гармонізації з міжнародними стандартами.

2. Нормативне забезпечення моніторингу ВВ, як і моніторингу в електроенергетиці в цілому, поки що відсутнє і тому його розроблення відповідно до вимог чинних галузевих документів є актуальною задачею.

3. Впровадження розглянутих міжнародних стандартів щодо вибору моніторингу для ВВ і дослідження, аналізу та звітності про їх відмови дасть змогу підвищити показники функціональної прогресивності технічних рішень у виробництві, експлуатації і технічному обслуговуванні ВВ, розробці та побудові їх систем моніторингу, а відповідно підвищити надійність, безпеку та ефективність функціонування електроенергетичних систем.

ЗВІТ ПРО ВІДМОВИ ВИМИКАЧІВ ЕЛЕКТРОЖИВЛЕННЯ

Перевірте усі відповідні блоки та надайте вказану інформацію. Для *основної* несправності надайте додаткову необхідну інформацію на звороті цієї сторінки, за потреби продовжуючи на інших сторінках.

ОБЛАДНАННЯ:

Підстанція	Познач. вимикача користувачем
Виробник _____	Тип _____
Номінальна напруга _____ кВ	Номінальна перериваюча здатність _____ кА
Витримувана напруга грозового імпульсу _____ кВ	Тривалий струм _____ кА
Серійний номер _____	Дата відвантаження _____
Дата установки _____	Дата модернізації _____
Переривник повітряного дуття/ повітряно-магнітний/ масляний/ електричний/ вакуумний/ інші	Корпус окремо стоячий/ броньований/ з електричною ізоляцією

НАВКОЛИШНЄ СЕРЕДОВИЩЕ:

Місцезнаходження	Внутрішнє/зовнішнє встановлення	Навколишнє середовище (найбільш відповідне)	Промислове/ міське/ приміське/ сільське/ узбережжя/ вище 1000 м/ високо забруднене/ інше
Метеоумови	☐ сухо ☐ сніг	☐ дощ ☐ мороз	☐ гроза ☐ туман
Тенденція (зміни) температури	Зростає/спадає/незмінна/ надзвичайно холодно	_____ °C	☐ дощ з ожеледдю ☐ конденсація
Зовнішнє механічне навантаження включає	☐ землетрус ☐ інше	☐ вітер	Рівень вітру безвітряний/ слабкий/ постійний сильний/ поривчастий сильний
			☐ ненормальні навантаження на клеми ☐ номінальна напруга системи _____ кВ

НЕСПРАВНІСТЬ:

Коли виявлено	При установленні/ експлуатації/ обслуговуванні/ випробуванні/ інше	Показ лічильника числа перемикань _____
Режим вимикача в момент несправності	Живлення подано/ живлення знято	Відключення/ включення/ повторне включення/ бездіяльність
Реакція вимикача	Не подано команду на спрацювання/ спрацював як потрібно/ незадовільна робота/ відмова	Переривання замикання/ комутація навантаження/ комутація лінії/ жодне
Несправність підсистеми	Зовнішня ізоляція по відношенню до землі/ внутрішня ізоляція по відношенню до землі/ ізоляційне середовище/ прохідний ізолятор/ переривач/ ущільнення-сальники/ повітряна система/ гідравлічна система/ електрична система/ ТС/ комутатор або додатковий переривач резистора/ пристрої, які вирівнюють розподіл потенціалів/ лінійні виводи/ компресор/ нагрівач/ електричне управління	

Зазначити, що конкретно відмовило (забезпечуючи посиланнями з керівництва з експлуатації)

Чи траплялось таке раніше з вимикачами цього типу? Так/ ні Скільки разів? _____

Зазначити як було виправлено попередню несправність

ПОПЕРЕДНІЙ АНАЛІЗ:

Можливі причини	☐ розробка/виробництво	☐ транспортування	☐ зберігання	☐ встановлення
☐ обслуговування	☐ зношення/старіння	☐ тварини/птахи	☐ інші	☐ не очевидно

Коментарі та пропозиції**РЕЗУЛЬТАТ:**

Час простою вимикача	Без переривання/ _____ тижнів/ днів/ _____ годин/ _____ хвилин	Час ремонту _____ тижнів/ _____ днів/ _____ годин/ _____ хвилин
Статус зупинки роботи вимикача	Негайна примусова зупинка роботи/ зупинка роботи протягом 20 хв/ Необхідна пізніша зупинка роботи/ відкладання ремонту до планового обслуговування/ без зупинки роботи на ремонт	

Уповноважена користувачем особа, яка готує звіт	_____	Дата	_____
Затвердження користувачем	_____	Дата	_____
Контакти користувача	_____	Тел.	_____
Компанія користувача	_____		

1. ГОСТ 12450-82 Выключатели переменного тока на номинальные напряжения от 110 до 750 кВ. Технические требования к отключению ненагруженных воздушных линий и методы испытаний. 1982. 8 с.
2. ГОСТ 18397-86 Выключатели переменного тока на номинальные напряжения 6 - 220 кВ для частых коммутационных операций. Общие технические условия. 1986. 31 с.
3. ГОСТ 4.176-85 СПКП. Аппараты электрические высоковольтные. Номенклатура показателей. 1986. 17 с.
4. ГОСТ 687-78 Выключатели переменного тока на напряжение свыше 1000 В. Общие технические условия. 1980. 53 с.
5. ДСТУ 2848-94 Апарати електричні комутаційні. Основні поняття. Терміни та визначення. 1994. 17 с.
6. ДСТУ EN 62271-104:2016 Пристрої контрольні розподільчі високовольтні. Частина 104. Перемикачі змінного струму для номінальної напруги понад 52 кВ (EN 62271-104:2015, IDT). 2016.
7. ДСТУ EN 62271-1:2015 Пристрої контрольні розподільчі високовольтні. Частина 1. Загальні технічні вимоги (EN 62271-1:2008, IDT). 2015. 8 с.
8. Побудова та експлуатація електричних мереж. Технічна політика. Міністерство енергетики та вугільної промисловості України. Київ, 2012. 250 с. Режим доступу: http://mpe.kmu.gov.ua/minugol/con-trol/uk/publish/officialcategory?cat_id=35016.
9. COU МEB EE 40.1-00100227-01:2016. Стандарт операційної безпеки функціонування Об'єднаної енергетичної системи України. Побудова та експлуатація електричних мереж. Технічна політика. Частина 1. Технічна політика у сфері побудови та експлуатації магістральних і міждержавних електромереж. СОУ. НТЦЕ ДП «НЕК»Укренерго». Київ, 2015. 111 с.
10. СОУ НЕК 20.261:2017. Технічна політика ДП НЕК «Укренерго» у сфері розвитку та експлуатації магістральних і міждержавних електричних мереж. ДП «НЕК»Укренерго». Київ, 2017. 84 с. Режим доступу: <https://ua.energy/wp-content/uploads/2016/12/Tehnichna-polityka-redaktsiya-2.pdf>.
11. ANSI C37.06 Switchgear - AC High-voltage circuit breakers rated on a symmetrical current basis – preferred ratings and related required capabilities. 2000.
12. CAN/CSA-Q634-91. Risk analysis requirements and guidelines. CSA, Toronto. 1991. 59 p.
13. IEC 60812:2006. Analysis techniques for system reliability. Procedure for failure mode and effects analysis (FMEA). 2006. 93 p.
14. IEC 62271-1:2007. High-voltage switchgear and controlgear – Part 1: Common specification. 2007. 252 p.
15. IEC 62271-100:2008. High-voltage switchgear and controlgear – Part 100: Alternating-current circuit-breakers. 2008. 1516 p.
16. IEEE 100-2000. The authoritative dictionary of IEEE standards terms, seventh edition. 2000. 1352 p.
17. IEEE 493-2007. IEEE Recommended Practice for the Design of Reliable Industrial and Commercial Power Systems (IEEE Gold Book). 2007. 426 p.
18. IEEE C37.04-1999/Cor 1-2009. IEEE Standard for rating structure for AC high-voltage circuit breakers (Corrigendum to IEEE C37.04-1999). 2009.
19. IEEE C37.09-1999. IEEE Standard test procedure for AC high-voltage circuit breaker rated on a symmetrical current basis. 1999.
20. IEEE C37.10.1-2000. IEEE Guide for the selection of monitoring for circuit breakers. 2001. 55 p.
21. IEEE C37.10-1995. IEEE Guide for diagnostics and failure investigation of power circuit breakers. 1995.
22. IEEE C37.12-2008. IEEE Guide for specifications of high-voltage circuit breaker (over 1000 Volts). 2008.
23. IEEE C37.10-2011. IEEE Guide for investigation, analysis, and reporting of power circuit breaker failures. 2011. 59 p.
24. Ruben D. Garzon, High voltage circuit breakers: design and application. 2nd edition, revised and expanded. New York, Basel: Marcel Dekker, Inc., 2002. 456 p.

УДК 621.316.5

М.Ф. Сопель¹, докт. техн. наук, **А.В. Панов²**, **В.И. Паньків³**, **Е.Н. Танкевич⁴**, докт. техн. наук

1 – МЧП «АНИГЕР»,

ул. Гарматная, 2, Киев, 03680, Украина

2–4 – Институт электродинамики НАН Украины,

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

Нормативное обеспечение мониторинга высоковольтных выключателей электроэнергетических систем

Выполнен анализ основных требований нормативных документов ОЭС Украины, стандартов Международной электротехнической комиссии (МЭК), Американского национального института стандартов (ANSI) и Института инженеров-электриков (IEEE), относящихся к высоковольтным выключателям в части, касающейся их номинальных значений, эксплуатационных характеристик, выбора и применения систем мониторинга, исследования, анализа и отчетности об отказах. Показаны актуальность и значимость обновления и гармонизации нормативного обеспечения высоковольтных выключателей и их мониторинга с международными стандартами. Библ. 24, таблица.

Ключевые слова: нормативное обеспечение, выключатель, мониторинг, обновление, разработка, отказ, отчетность.

M.F. Sopel¹, A.V. Panov², V.I. Pankiv³, E.M. Tankevych⁴

1 – PE "ANIGER",

Harmatna, 2, Kiev, 03057, Ukraine

2–4 – Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Regulatory maintenance of power system high-voltage circuit breaker monitoring

The analysis of the main requirements of regulatory documentation of Ukrainian power system, standards of the International Electrotechnical Commission (IEC), American National Standards Institute (ANSI) and the Institute of Electrical Engineers (IEEE), which are related to high-voltage circuit breakers and depict their nominal values, field performance data, monitoring systems selection and application, researching, analysis and failures reporting has been made. The urgency and importance of updating and harmonization of regulatory maintenance for high-voltage circuit breakers and their monitoring with international standards has been shown. References 24, table.

Key words: regulatory maintenance, circuit breaker, monitoring, development, failure, reporting.

Надійшла 09.01.2018

Received 09.01.2018

ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ ТА АПАРАТИ

УДК 321.313.322

ЗНИЖЕННЯ НЕРІВНОМІРНОСТІ НАГРІВАННЯ ТОРЦЕВОГО ПАКЕТА ОСЕРДЯ СТАТОРА ПОТУЖНОГО ТУРБОГЕНЕРАТОРА

О. Г. Кенсицький, докт. техн. наук, **Д. І. Хвалін**, асп., **Н. Л. Сорокіна**

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03680, Україна

e-mail: kensitsky@ukr.net

Розроблено математичну модель перебігу теплообмінних процесів у торцевому пакеті осердя статора потужного турбогенератора. Проаналізовано рівні нагрівань зубців, що знаходяться у міжфазній зоні та поза нею. Запропоновано заходи щодо зменшення тангенціальної нерівномірності та рівнів нагрівання зубців торцевого пакета. Цілеспрямований перерозподіл потоку охолоджуючого водню разом із підвищенням теплопровідності сталі уперек пакета дають змогу на 15 % знизити загальний рівень нагрівань торцевої зони осердя статора. Бібл. 7, рис. 6, табл. 2.

Ключові слова: турбогенератор, осердя статора, торцевий пакет, нерівномірність нагрівання, охолодження.

Низкою експериментальних [1] і теоретичних [2-4] досліджень доведено, що в потужних турбогенераторах при експлуатації спостерігається тангенціальна нерівномірність нагрівання торцевого пакета осердя статора. Особливо це стосується режимів недозбудження й споживання реактивної потужності, коли температура окремих зубців по колу може відрізнятися у 1,8...2 рази.

Особливо це стосується зубців міжфазних зон, прилеглі пази яких містять стрижні різних фаз обмотки статора. До того ж встановлено, що рівень нагрівання зубців міжфазної зони залежить від місця розташування стрижнів різних фаз у прилеглих пазах. А саме, максимум температур спостерігається у зубцях, сусідні пази яких містять стрижні різних фаз у нижньому шарі обмотки. І рівень цього нагрівання може перевищувати припустимі для заліза статора значення (120 °С), що в експлуатації негативно впливає на надійність обмотки і турбогенератора в цілому. Все це вимагає впровадження додаткових заходів щодо зниження цих нагрівань та їх нерівномірностей по тангенціальній координаті торцевої зони осердя статора.

Таким чином, актуальною задачею є розроблення й обґрунтування ефективних технічних рішень, спрямованих на зниження як тангенціальної нерівномірності, так і рівнів нагрівання торцевого пакета осердя статора турбогенератора в різних режимах експлуатації. Це передбачає створення математичної моделі перебігу теплообмінних процесів у торцевому пакеті осердя статора потужного турбогенератора, проведення варіаційних розрахунків нагрівання окремих зон пакета при різних навантаженнях і умовах охолодження, а також розроблення та оцінку ефективності технічних рішень.

У роботі розглядається нагрівання торцевого пакета осердя статора турбогенератора ТГВ-200. При створенні математичної теплової моделі прийнято низку припущень, які спрощують розрахунки і разом з тим не впливають на адекватність моделі реальним фізичним процесам:

- враховуючи наявність транспозиції елементарних провідників стрижня, прийнято, що тепловиділення в міді розподілені рівномірно;

- теплові втрати в сталі осердя статора в радіальному напрямку задані за результатами експериментальних досліджень для турбогенератора аналогічної потужності [4];

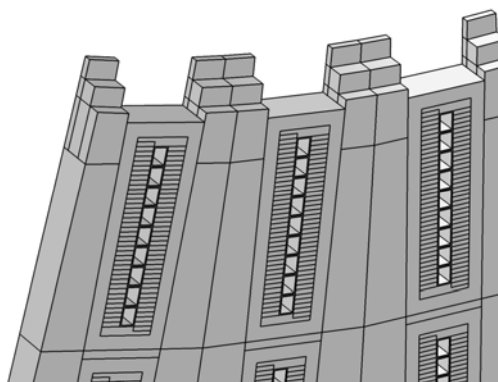


Рис. 1

- елементи розрахункової області розглядаються як однорідні анізотропні тіла з усередненими теплофізичними характеристиками матеріалів за відповідним напрямком у межах елементарних розрахункових обсягів;

- коефіцієнти тепловіддачі з охолоджуючих поверхонь визначаються за відповідними критеріальними залежностями та експериментальними даними [5, 6];

- залежність теплофізичних параметрів (коефіцієнтів теплопровідності, питомої щільності, теплоємності) матеріалів обмотки і осердя статора від температури не враховується;

- при виборі розрахункової області враховуються симетрія і періодична повторюваність елементів конструкції обмотки і осердя статора, умов охолодження і тепловиділень по колу статора;

- втрати в міді стрижня та в сталі осердя статора, а також теплофізичні параметри (коефіцієнти теплопровідності, питомої щільності та теплоємності) задаються для очікуваної розрахункової температури.

З огляду на наведені припущення, конструктивні особливості турбогенератора та наявну схему циркуляції холодоагенту розглядається польова задача спільного розрахунку тривимірного температурного поля для сектора торцевого пакета осердя та обмотки статора. Для можливості співставлення рівнів нагрівань зубців міжфазної зони, коли прилеглі пази містять стрижні різних фаз обмотки у нижньому шарі, з нагріваннями зубців із стрижнями однієї фази у сусідніх пазах розрахункова схема охоплює три зубцевих (пазових) ділення статора (рис. 1). Для пазової частини обмотки математично коректно описано тепловий зв'язок з осердям (сталлю) статора. Аналогічно описаний тепловий зв'язок відповідних поверхонь пакета і охолоджуючих трубок стрижня з охолоджуючим воднем.

Опис температурного поля виконано за допомогою системи диференціальних рівнянь теплопровідності

$$c(\theta, l) \rho(\theta, l) \frac{\partial \theta}{\partial t} = \text{div}(\lambda(\theta, l) \cdot \text{grad} \theta) + q_v(\theta, l)$$

з такими граничними умовами: $\theta_{xi} = \pm \frac{\lambda_M}{\alpha_{xi}} \frac{\partial \theta}{\partial l_i}$ – для охолоджуючих каналів охолоджуючих

трубок стрижнів; $\theta_{xi} = \pm \frac{\lambda_3}{\alpha_{xi}} \frac{\partial \theta}{\partial l_i}$ – для зовнішніх теплообмінних поверхонь пакета осердя ста-

тора; $\pm \lambda_i \frac{\partial \theta_i}{\partial n} (\xi - 0) = \Lambda_k [\theta_i (\xi + 0) - \theta_j (\xi - 0)]$ і $\Lambda_k [\theta_i (\xi + 0) - \theta_j (\xi - 0)] = \pm \lambda_j \frac{\partial \theta_j}{\partial n} (\xi + 0)$ – на межі дотичних поверхонь елементів розрахункової області.

У загальному вигляді задача є нелінійною, її розв'язання здійснюється методом скінченних елементів у тривимірній (просторовій) постановці. Передбачається, що розглянута крайова задача є коректною, тобто вона має рішення і тільки одне, яке безперервно залежить від вхідних даних. Процес поширення тепла в загальному виді описується законом збереження енергії (рівнянням теплового балансу).

Теплофізичні параметри основних матеріалів елементів конструкції осердя й обмотки статора та коефіцієнти тепловіддачі основних поверхонь теплообміну, що задані при розрахунках нагрівання торцевого пакета, наведені у табл. 1 і 2 відповідно (табл. 1 – теплофізичні параметри конструкційних матеріалів, що закладені у розрахунковій моделі торцевого пакета осердя статора турбогенератора ТГВ-200; табл. 2 – коефіцієнти тепловіддачі основних теплообмінних поверхонь розрахункової моделі торцевого пакета осердя статора турбогенератора ТГВ-200).

Розподіл і рівень втрат за пакетом заданий за результатами експериментальних досліджень на діючому турбогенераторі [5].

Таблиця 1

Найменування матеріалу	Розрахункове значення коефіцієнта теплопровідності, Вт/(м·К)
Мідь провідників стрижня	400
Головна ізоляція стрижня (клас В)	0,185
Сталь пакета	
- уздовж листів	20
- упоперек листів	1,9
Склотекстоліт прокладок між стрижнями	0,34
Ізоляція елементарних провідників	0,22
Ізоляція охолоджуючої трубки	0,2
Нержавіюча сталь охолоджуючих трубок	17
Епоксидна мастика	0,59

Тонкошарові структури, такі як ізоляція елементарного провідника (0,17 мм на сторону) та ізоляція охолоджуючої трубки стрижня (0,2 мм на сторону), враховувалися шляхом використання еквівалентного коефіцієнта тепловіддачі – відношення теплопровідності відповідної ізоляції до її товщини ($\alpha_{\text{екв}} = \lambda_i / \delta_i$).

Адекватність моделі реальному перебігу теплообмінних процесів перевірено шляхом співставлення розрахункового розподілу температурного поля у режимі номінального навантаження з результатами експериментальних досліджень для зубця поза міжфазною зоною, сусідні пази біля якого містять стрижні однієї фази [5]. Співставлення розрахункового розподілу перегрівань сталі торцевого пакета уздовж осі зубця з даними експериментальних досліджень [5] показано на рис. 2.

Таблиця 2

Найменування теплообмінної поверхні	Розрахункове значення коефіцієнта тепловіддачі, Вт/(м²·К)
Поверхня розточки статора	200
Внутрішня поверхня охолоджуючої трубки стрижня обмотки	175
Радіальний канал між першим і другим пакетами	
- у зубцевій зоні	160
- у зоні ярма	100
Канал між натискною плитою і торцевим пакетом	
- у зубцевій зоні	90
- у зоні ярма	100
Зовнішня поверхня ярма	120

Різниця для окремих зон складає не більше 3 °С, що для теплових розрахунків можна вважати припустимим.

Теплові втрати у зубці міжфазної зони визначались з врахуванням даних експериментальних досліджень на масштабній фізичній моделі кінцевої зони турбогенератора [5]. Ними, зокрема, було встановлено, що теплові втрати в зубцях, прилеглі пази яких містять стрижні різних фаз у нижньому шарі обмотки, у 1,795 разу перевищують теплові втрати у зубцях, якщо сусідні пази біля них мають стрижні лише однієї фази.

На рис. 3 наведено результати розрахунку температурного поля торцевого пакета осердя статора турбогенератора ТГВ-200 при номінальному навантаженні для зубця міжфазної зони та зубця, що знаходиться поза нею (температура охоло-

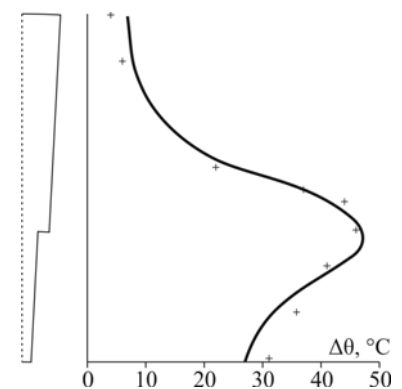


Рис. 2

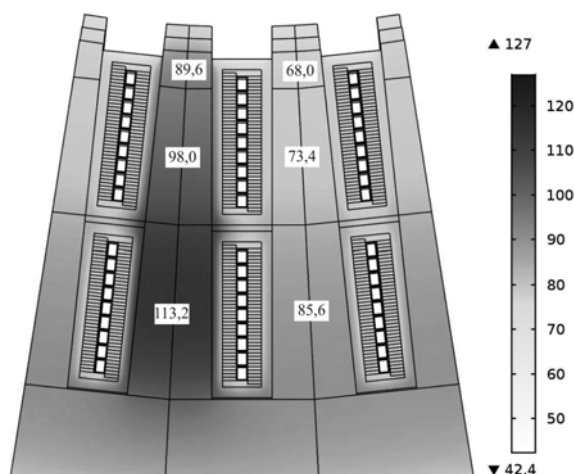


Рис. 3

джуючого водню – 40 °С). Тут же наведені значення температур на торцевій поверхні пакета, звідки можна визначити, що при прийнятих припущеннях максимальна температура сталі пакета у міжфазній зоні при номінальному навантаженні перевищує граничний рівень. І слід очікувати, що в режимах недозбудження при споживанні реактивної потужності рівень температур буде ще більшим. Окрім цього, максимум температури розташований всередині пакета, приблизно на середині його товщини.

Основними напрямками зменшення тангенційної нерівномірності й рівнів нагрівання торцевого пакета осердя статора турбогенератора ТГВ-200 є, перш за все, інтенсифікація відведення теплових втрат до охолоджуючого

водню. Як показують попередні оцінки, найбільша частка теплових втрат відводиться із торцевих поверхонь пакета у радіальних вентиляційних між першим та другим пакетами, а також у вентиляційному каналі між натискною плитою та крайнім пакетом (майже 95 %).

Тому одним із ефективних засобів зменшення тангенційної нерівномірності нагрівання є перерозподіл потоку охолоджуючого водню між натискною плитою і крайнім пакетом зі збільшенням його обсягу, що спрямовується на охолодження саме міжфазних зон, шляхом збільшення відповідних отворів у газорозподільному циліндрі. За рахунок цього потік водню у міжфазній зоні (а відповідно і коефіцієнт тепловіддачі) може бути збільшений у 1,5...2 рази без погіршення охолодження інших елементів і вузлів торцевої зони статора турбогенератора.

У цьому випадку розглянуте підвищення тепловіддачі торцевої поверхні зубця міжфазної зони у вентиляційному каналі між натискною плитою і пакетом у 1,5 разу. Відповідно до отриманих результатів навіть за рахунок такої інтенсифікації охолодження міжфазної зони максимальні температури пакета можуть бути зменшені на 7 %, до 118 °С. На рис. 4 показано розподіл температур на торцевій поверхні першого пакета осердя статора турбогенератора ТГВ-200 при інтенсифікації охолодження міжфазної зони.

Іншим перспективним напрямком зменшення загального рівня нагрівань торцевого пакета осердя статора є підвищення теплової провідності шихтованого заліза уперек листів. Однією з технологій, що дає змогу досягти бажаного, є склеювання пакетів кінцевої зони, наприклад, за допомогою епоксидного клею ЕК-3. З одного боку, це підвищує механічну стійкість пакетів у режимах змінного навантаження та недозбудження турбогенератора. З іншого боку, як свідчать дослідження [7], теплопровідність клеєного пакета становить у середньому 3,4 Вт/(м·К), що майже вдвічі перевищує аналогічний показник при відсутності склеювання (1,9 Вт/(м·К)). Додавання ж у клей дисперсних ізоляційних наповнювачів із високою теплопровідністю ($\geq 5\text{--}10$ Вт/(м·К)) дасть змогу довести еквівалентну теплопровідність пакета до 5...6 Вт/(м·К).

На рис. 5 представлено результати розрахунку нагрівання торцевого пакета при його поперечній теплопровідності у 3,4 Вт/(м·К). Максимальний рівень температур сталі зубців пакета при цьому становить 118 °С (зменшення на 7 %).

Одночасне впровадження інтенсифікації охолодження міжфазної зони й підвищення поперечної теплопровідності сталі (рис. 6) дає змогу понизити максимальне нагрівання зубця до 109 °С (на 14 %). У цьому випадку може бути

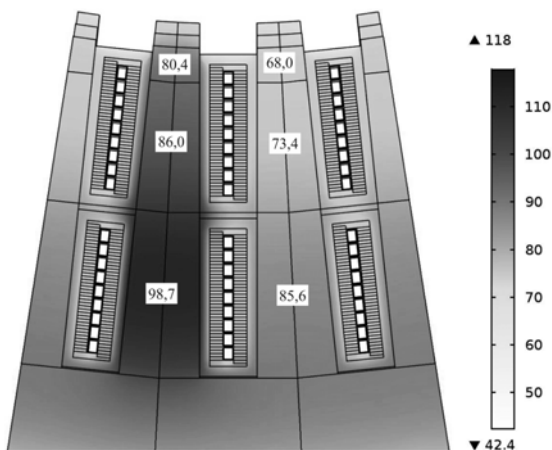


Рис. 4

досягнутий запас за максимальною температурою зубців пакета у $16\text{ }^{\circ}\text{C}$, що дає змогу розширити діапазон навантаження турбогенератора в режимах недозбудження із дотриманням припустимої температури осердя статора.

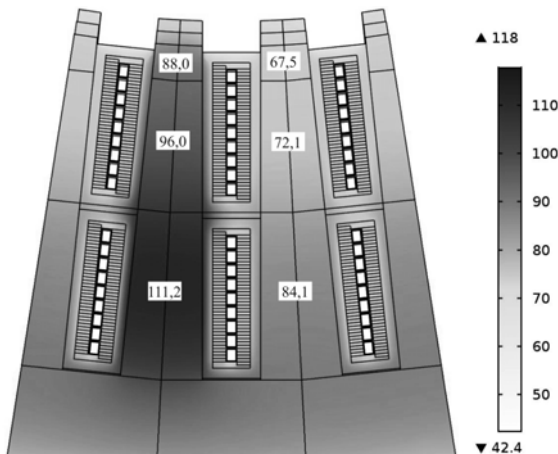


Рис. 5

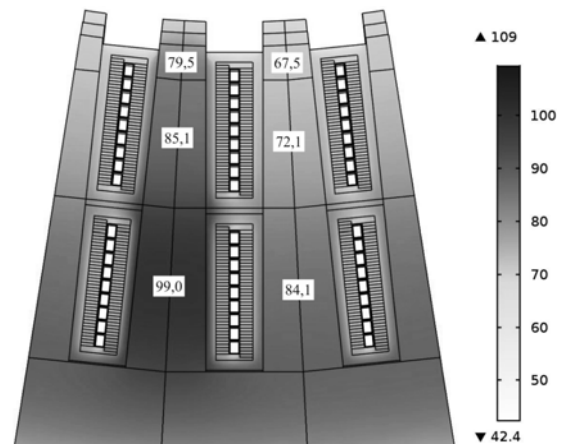


Рис. 6

Висновки

1. Нагрівання зубців міжфазної зони торцевого пакета осердя статора потужного турбогенератора, прилеглі пази яких містять стрижні різних фаз у нижньому шарі обмотки, в номінальному режимі навантаження досягає $120\text{ }^{\circ}\text{C}$. При експлуатації машини в режимах недозбудження із споживанням реактивної енергії температури цих зубців будуть перевищувати припустимі відповідно до ГОСТ 533-2000 (МЭК 34-3-88) значення. Що негативно впливає на стан головної ізоляції, знижує надійність турбогенератора.

2. Ефективними методами покращання відведення теплових втрат від торцевого пакета турбогенератора ТГВ-200 є інтенсифікація охолодження міжфазної зони шляхом перерозподілу потоку водню між натискною плитою і першим пакетом, а також підвищення поперечної теплопровідності сталі пакета за рахунок застосування технології склеювання листів заліза. Впровадження таких заходів дає можливість на 14 % знизити максимальні температури сталі пакета і розширити діапазон регулювання споживання реактивної потужності в режимах недозбудження.

1. Костяев Б.В., Пташкин А.В. О нагреве крайних пакетов сердечника статора крупных турбогенераторов при недозбуджении. *Электрические станции*. 1979. № 5. С. 40–44.
2. Данилевич Я.Б., Пипко Р.М. Магнитное поле в торцевой зоне сердечника статора электрической машины переменного поля с учетом влияния пазового рассеяния. *Электротехника*. 1982. № 9. С. 36–39.
3. Смородин В.И., Карацуба А.С., Руденко Л.Н. и др. Некоторые особенности электромагнитных процессов на торце статора турбогенератора. *Техн. электродинамика*. 1983. № 3. С. 65–72.
4. Титко А.И., Федоренко Г.М., Лившиц А.Л., Кобзарь К.А. Тангенциальная неравномерность электромагнитных и тепловых характеристик в крайних пакетах турбогенератора при изменении нагрузки. *Гидроэнергетика Украины*. 2012. № 3. С. 48–53.
5. Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Выговский В.И. Турбо- и гидрогенераторы при переменных графиках нагрузки. Киев: Наук. думка, 1985. 208 с.
6. Хуторецкий Г.М., Токов М.И., Толвинская Е.В. Проектирование турбогенераторов. Ленинград: Энергоатомиздат, 1987. 256 с.
7. Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Терешонков В.А., Выговский В.И. Электрические машины с жидкостным охлаждением / под ред. Счастливого Г.Г.: АН УССР. Ин-т электродинамики. Киев: Наук. думка, 1989. 288 с.

УДК 321.313.322

О.Г. Кенсикский, докт. техн. наук, **Д.И. Хвалин**, асп., **Н.Л. Сорокина**

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

Снижение неравномерности нагрева торцевого пакета сердечника статора мощного турбогенератора

Разработана математическая модель теплообменных процессов в торцевом пакете сердечника статора мощного турбогенератора. Проанализированы уровни нагревов зубцов, находящихся в межфазной зоне и вне ее. Предложены мероприятия по снижению тангенциальной неравномерности и уровней нагрева зубцов тор-

цевого пакета. Целенаправленное перераспределение потока охлаждающего водорода вместе с повышением поперечной теплопроводности стали пакета позволяет на 15 % снизить общий уровень нагревов торцевой зоны сердечника статора. Библ. 7, рис. 6, табл. 2.

Ключевые слова: турбогенератор, сердечник статора, торцевой пакет, неравномерность нагрева, охлаждение.

O.H. Kensytskyi, D.I. Khvalin, N.L. Sorokina

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

Reduction of heating non-uniformity for laminated stator core end of high-power turbo-generator

The mathematical model of heat-exchange processes in the end laminating stator core sheets of high-power turbo-generator is developed. The heating of the teeth in the interfacial area and outside the area is analyzed. The ways to reduce the tangential non-uniformity and levels of heating of the stator core teeth are proposed. The directed redistribution of cooling hydrogen stream along with increased transverse thermal conductivity gives a possibility to decrease the total heating of the end stator core sheets by 15 %. References 7, figures 6, tables 2.

Key words: turbo-generator, stator core, end laminating sheets, non-uniformity of heating, cooling.

Надійшла 27.11.2017

Received 27.11.2017

УДК 621.3.085.5 : 62-27

ПРУЖНИЙ ЕЛЕМЕНТ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЗУСИЛЬ В СТЯЖНИХ ПРИЗМАХ ОСЕРДЯ СТАТОРА ПОТУЖНОГО ТУРБОГЕНЕРАТОРА

А.С. Левицький¹, докт. техн. наук, **Є.О. Зайцев²**, канд. техн. наук, **А.М. Смирнова³**

1, 2 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03680, Україна

3 – Київський національний торговельно-економічний університет,

вул. Кіото, 19, Київ, 02156, Україна

e-mail: lev@ied.org.ua

Досліджено трубчастий пружний чутливий елемент (ПЧЕ) первинного перетворювача зусиль у стяжних призмах осердя статора потужного турбогенератора. Запропоновано методику розрахунку трубчастого ПЧЕ, яка дає змогу проектувати конструкції вимірювачів зусиль при зміні навантажень у широкому діапазоні. Визначено аналітичні співвідношення для розрахунку розмірів елемента. Отримано функцію перетворення «зусилля – відносна поздовжня деформація» з урахуванням зміни площі поперечного перерізу елемента відповідно до коефіцієнта Пуассона. Розраховано відносну похибку, зумовлену нелінійністю функції перетворення. Встановлено аналітичні залежності інформаційного сигналу від зусиль у пружному елементі для тензорезистивних, ємнісних та волоконно-оптичних вимірювачів. Бібл. 12, рис. 7.

Ключові слова: турбогенератор, осердя статора, стяжна призма, зусилля, вимірювання, трубчастий пружний елемент, функція перетворення, похибка.

Для оцінювання (у процесі складання, експлуатації та оглядів) стану спресованості осердя статора потужного турбогенератора (ТГ) можуть бути застосовані вимірювачі зусиль у стяжних призмах. За результатами вимірювання з'являється можливість відрегулювати ступінь затягування призм гайками для забезпечення рівномірності розподілу між призмами зусиль віддачі активної сталі осердя [3, 10].

Зручним способом вимірювання зусиль у призмах є застосування перетворювачів, які встановлюються під стяжні гайки, коли зусилля в стяжній призмі сприймається спеціальним пружним чутливим елементом (ПЧЕ) і перетворюється в пропорційний інформаційний сигнал. ПЧЕ є механічною, а перетворювач сигналу – електричною частиною вимірювача.

Використання сучасних електровимірювальних засобів в якості перетворювачів сигналів дає змогу реалізовувати перетворення вимірювальної величини в цифровий код з до-

силь високою точністю та роздільною здатністю. Але робочі характеристики ПЧЕ часто вже не задовольняють сучасним вимогам, що гальмує створення приладів високих класів точності. У зв'язку зі зростанням вимог стає актуальним вирішення проблеми підвищення якості ПЧЕ не тільки при виготовленні, а й при проектуванні. Це зумовило появу робіт, спрямованих на розвиток розрахункових і експериментальних методів.

На відміну від силових пружних елементів, які повинні мати хороші пружні властивості, до силовимірювальних пружних елементів ставляться додаткові вимоги. До них відносяться висока часова стабільність механічних характеристик, стійкість до дестабілізуючих факторів, наприклад, температури навколишнього середовища, змін атмосферного тиску тощо. Перераховані вимоги задовольняються за рахунок правильного вибору геометричної форми, розмірів, матеріалу та технології термообробки ПЧЕ.

Для перетворення «сила – інформаційний сигнал» у вимірювачах зусиль у стяжних призмах осердя ТГ можуть бути використані тензорезистивні [11], ємнісні [9] та оптоволонні [7, 8] сенсори. У цих вимірювачах ПЧЕ перетворювача має форму полого циліндра (трубки), причому $D_{Cl} \gg h_{Cl}$, де D_{Cl} – зовнішній діаметр циліндра, h_{Cl} – висота циліндра. Циліндр під час вимірювання навантажується вдовж центральної осі.

Мета роботи – визначення функціональних залежностей перетворення «сила – вихідний сигнал» для кожного із зазначених перетворювачів з трубчастим ПЧЕ.

У пружних елементах залежності між діючою силою і виникаючими деформаціями мають бути однозначними та максимально простими (наприклад, лінійними). Це можна досягти, використовуючи пружні матеріали, механічна характеристика яких описується законом Гука [1, 2, 4-6]. Для ізотропного матеріалу з модулем пружності E , коефіцієнтом Пуассона ν та модулем зсуву G закон можна записати у вигляді

$$\begin{cases} \varepsilon_x = \frac{1}{E} [\sigma_x - \nu(\sigma_y + \sigma_z)] \\ \varepsilon_y = \frac{1}{E} [\sigma_y - \nu(\sigma_x + \sigma_z)] \\ \varepsilon_z = \frac{1}{E} [\sigma_z - \nu(\sigma_x + \sigma_y)] \\ \gamma_{xy} = \frac{1}{G} \tau_{xy}; \gamma_{xz} = \frac{1}{G} \tau_{xz}; \gamma_{yz} = \frac{1}{G} \tau_{yz}. \end{cases} \quad (1)$$

Рівняння (1) описують поздовжні $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$ та зсувні $\gamma_{xy}, \gamma_{xz}, \gamma_{yz}$ деформації, які виникають у довільній точці пружного елемента, з нормальними $\sigma_x, \sigma_y, \sigma_z$ та зсувними напруженнями $\tau_{xy}, \tau_{xz}, \tau_{yz}$.

Для повної механічної характеристики пружного елемента рівняння (1) доповнюються умовами рівноваги

$$\begin{cases} \frac{\partial \sigma_x}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{xz}}{\partial z} = 0 \\ \frac{\partial \tau_{xy}}{\partial x} + \frac{\partial \sigma_y}{\partial y} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial z} = 0 \\ \frac{\partial \tau_{xz}}{\partial x} + \frac{\partial \tau_{yz}}{\partial y} + \frac{\partial \sigma_z}{\partial z} = 0. \end{cases} \quad (2)$$

Системи (1) і (2) разом утворюють основні рівняння лінійної теорії пружності й визначають поведінку всіх можливих типів пружних елементів. Але практичне застосування формул (1) і (2) при проектних розрахунках навіть простих за формою елементів натрапляє на великі труднощі. Через це зазвичай відмовляються від застосування рівнянь (1) і (2), і з цього положення виходять, застосовуючи для практичних цілей найпростіші види деформа-

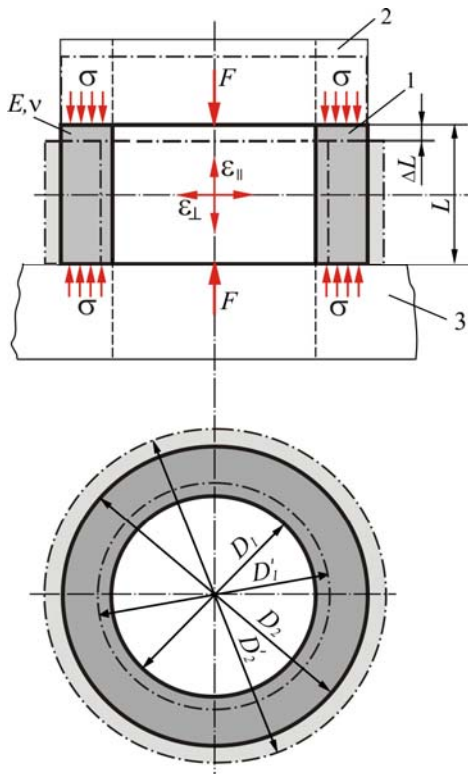


Рис. 1

лярна дії сили F , визначиться як

$$\varepsilon_{\perp} = \nu \frac{\sigma}{E} = \nu \frac{F}{SE}, \quad (4)$$

де ν – коефіцієнт Пуассона (відношення поперечної деформації до поздовжньої при одноосьовому пружному стані).

Знаючи деформацію $\varepsilon_{\perp}$ або напругу σ , які виникають під дією сили F , можна розрахувати необхідну площу поперечного перерізу S ПЧЕ:

$$S = \frac{F}{\varepsilon_{\perp} E} = \frac{F}{\sigma} = \frac{F \cdot L}{\Delta L \cdot E}, \quad (5)$$

де L – довжина вимірювальної бази; ΔL – номінальний вимірювальний хід (переміщення) під дією сили на базі L .

Отримане значення площі S ПЧЕ 1 має задовольняти умові

$$|\sigma_{\max}| \leq |\sigma_P|, \quad (6)$$

де $\sigma_{\max}$ – напруга, яка виникає в елементі 1 під дією максимально допустимої сили $F_{\max}$; σ_P – границя пропорційності матеріалу, тобто напруга, для якої дійсний закон Гука (рис. 2).

В області, обмеженій умовою (6), характеристика матеріалу лінійна, тобто стан зразка при розвантаженні повністю повертається до початку деформації. Але на практиці σ_P можна визначити лише з великими труднощами. Через це σ_P замінюють більшими значеннями межі пружності σ_E або значеннями напруги σ_a , яка після зняття навантаження дає залишкову деформацію ε_a . Зазвичай регламентують деформації ε_a рівні 0,001; 0,005; 0,01 або 0,02, а відповідні їм напруги позначаються як $\varepsilon_{0,001}$, $\varepsilon_{0,005}$, $\varepsilon_{0,01}$ і $\varepsilon_{0,02}$ (рис. 2). Величини ε_a наводяться в технічних умовах на матеріал. Для сталевих ПЧЕ при розрахунках приймають $\sigma_P = 0,2 \dots 0,5 \sigma_{0,01}$ [12]. Тобто

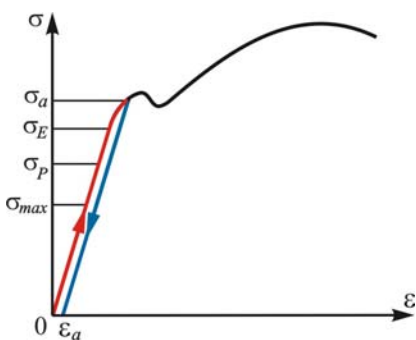


Рис. 2

$$|\sigma_{\max}| \leq (0,2 \dots 0,5) \sigma_{0,01}. \quad (7)$$

З огляду на те, що з іншого боку $|\sigma_{\max}|$ визначається як

$$|\sigma_{\max}| = \frac{F_{\max}}{S} = \frac{F_{\max}}{\frac{\pi}{4}(D_2^2 - D_1^2)} = \frac{4F_{\max}}{\pi(D_2^2 - D_1^2)} \leq (0,2 \dots 0,5) \sigma_{0,01}, \quad (8)$$

визначимо зовнішній діаметр D_2 ПЧЕ (враховуючи, що внутрішній діаметр D_1 задається діаметром різьбового кінця стяжної призми ТГ):

$$D_2 \geq \sqrt{\frac{4F_{\max}}{|\sigma_P|\pi} + D_1^2} \geq \sqrt{\frac{4F_{\max}}{\pi(0,2 \dots 0,5)\sigma_{0,01}} + D_1^2}. \quad (9)$$

Розрахуємо D_2 , коли $D_1 = 68$ мм, $F_{\max} = 44000$ кгс, $\sigma_T = 80$ кгс/мм² (сталь 40X). В ре-

зультаті отримаємо $D_2 \geq \sqrt{\frac{4 \cdot 44000}{0,5 \cdot 80 \cdot 3,14}} + 68^2 \geq \sqrt{\frac{4 \cdot 44000}{0,5 \cdot 80 \cdot 3,14}} + 68^2 \geq 77,62$ мм ≈ 78 мм.

Для точного розрахунку залежності «сила – відносна деформація» необхідно враховувати зміну площі поперечного перерізу ПЧЕ відповідно до коефіцієнта Пуассона [2]. Змінена площа S' складе

$$S' = \frac{\pi}{4}[(D_2')^2 - (D_1')^2] = \frac{\pi}{4}(D_2^2 - D_1^2)(1 + \nu \varepsilon_{II})^2 = S(1 + \nu \varepsilon_{II})^2. \quad (10)$$

З урахуванням (10) дійсне значення відносної деформації ε'_{II} дорівнюватиме

$$\varepsilon'_{II} = \frac{F}{S'E} = \frac{F}{S(1 + \nu \varepsilon_{II})^2 E} = \frac{\varepsilon_{II}}{(1 + \nu \varepsilon_{II})^2}. \quad (11)$$

На рис. 3 показано залежності $\varepsilon = f(F)$ (рис. 3 а) і $\varepsilon' = f(F)$ (рис. 3 б), визначені для ПЧЕ ($D_1 = 68$ мм, $D_2 = 78$ мм), виготовленого із сталі 40X ($E = 2,1 \cdot 10^4$ кгс/мм², $\mu = 0,3$).

При цьому відносна похибка δ_{II} , спричинена зміною поперечного перерізу, складе

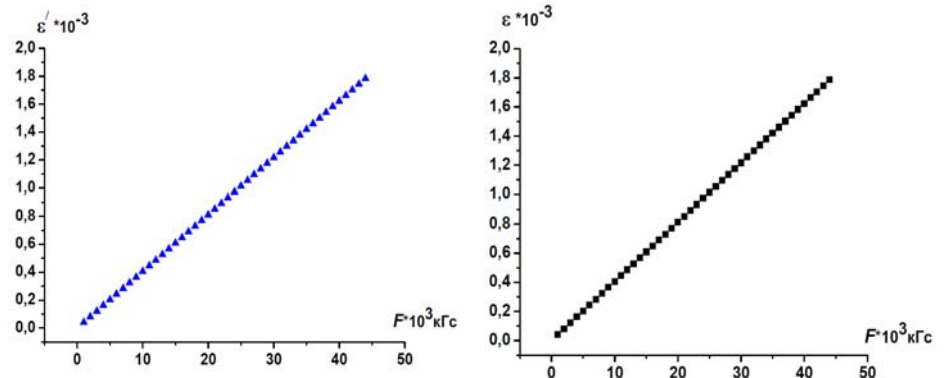


Рис. 3

$$\delta_{II} = \frac{\varepsilon_{II} - \varepsilon'_{II}}{\varepsilon_{II}} \cdot 100\% = \left(1 - \frac{1}{(1 + 0,3\varepsilon_{II})^2}\right) \cdot 100\%. \quad (12)$$

Залежність $\delta_{II} = f(F)$ показано на рис. 4.

Наведемо особливості застосування трубчастого ПЧЕ при тензорезистивному, смісному та волоконно-оптичному методах вимірювання зусиль у стяжних призмах ТГ.

Тензорезистивний метод [11]. Базується на тензоефекті й полягає в зміні активного опору провідника під дією механічної напруги. При цьому змінюються його довжина і площа поперечного перерізу. Відносна зміна опору провідника

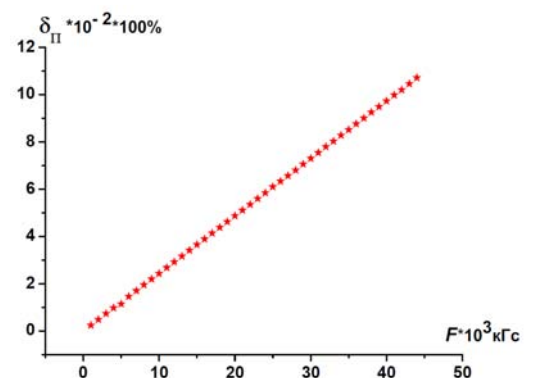


Рис. 4

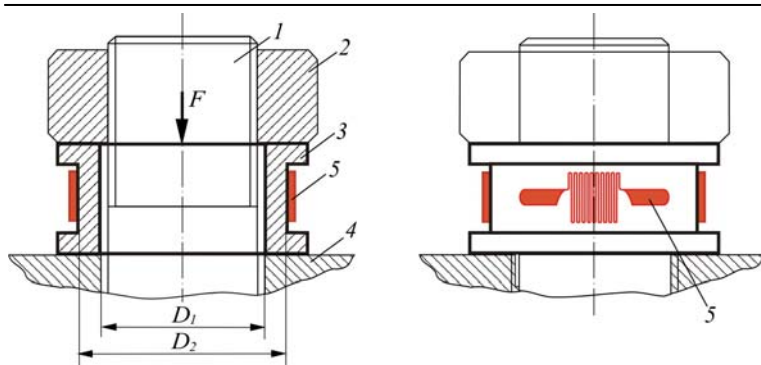


Рис. 5

Схема вимірювання за цим методом показана на рис. 5, де ПЧЕ 3 з наклеєними на ньому тензорезисторами 5 встановлюється на різьбовій частині стяжної призми 1 між стяжною гайкою 2 та натискною плитою 4 ТГ.

Під дією сили F ділянка ПЧЕ 3 стискається, і ділянка з наклеєними тензорезисторами деформується. Відносна зміна опору тензорезистора з урахуванням (3) та формули (13) запишеться як

$$\frac{\Delta R}{R} = K \varepsilon_{II} = \frac{4F(1+2\nu+K_p)}{\pi(D_2^2 - D_1^2)E}. \quad (15)$$

Використовуючи співвідношення (15), визначають силу F .

Висота ПЧЕ визначається габаритними розмірами тензорезисторів, їх кількістю та геометрією розташування.

Основними перевагами методу є відносна простота вторинних вимірювальних перетворювачів, наявність широкої номенклатури тензорезисторів у промисловості та наявність добре розроблених прийомів уникнення ряду специфічних похибок.

Застосування тензорезистивних перетворювачів дещо обмежується через повзучість, схильність до впливу температури навколишнього середовища і гістерезису. Повзучість і гістерезис тензометричних схем визначаються якістю наклеювання. До того ж сенсори потребують періодичних повторних градувань.

Ємнісний метод. Принцип дії заснований на вимірюванні електричної ємності плоского паралельного конденсатора при зміні його проміжку, що дає можливість з високою роздільною здатністю (до 10^{-8} м) вимірювати лінійні переміщення і деформації. При цьому функція перетворення ємнісного сенсора зі змінним зазором є строго розрахунковою, тобто визначається тільки геометричними параметрами сенсора, через що немає необхідності у його таруванні. Захист ємнісного сенсора і сполучних провідників від впливу електричних полів може бути забезпечений вибором оптимальної геометрії електродів ємнісного сенсора та екрануванням. До магнітних полів ємнісні сенсори не чутливі.

У загальному вигляді одна з можливих схем вимірювання зусиль за ємнісним методом представлена на рис. 6 [9].

Сила F , що діє на стяжну призму 1 осердя, сприймається ПЧЕ 3, розміщеним між

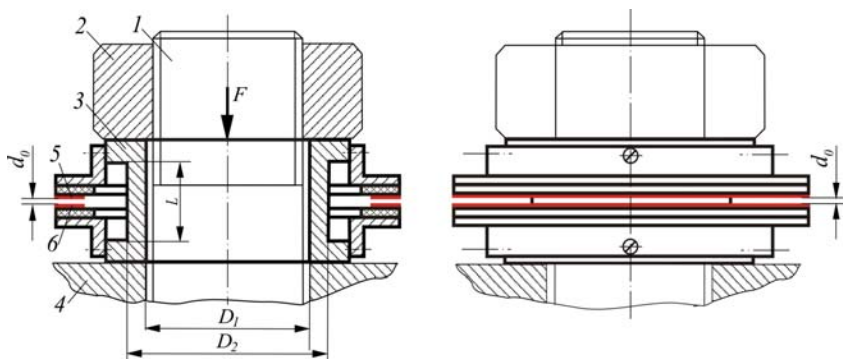


Рис. 6

стяжною гайкою 2 та натискною плитою 4 ТГ. Під дією сили F ділянка ПЧЕ довжиною L деформується, і її лінійна деформація складає

$$\Delta L = \varepsilon'_{II} L = \frac{L \cdot \varepsilon_{II}}{(1 + \nu \varepsilon_{II})^2} = \frac{4FLE(D_2^2 - D_1^2)}{\pi[(D_2^2 - D_1^2)E + 4\nu F]^2}. \quad (16)$$

З іншого боку, якщо початковий зазор ($F = 0$) між електродами 5 і 6 у вимірювальному конденсаторі був d_0 , то під дією сили F він зміниться і набуде значення d_x . Зміна зазору складе $\Delta L = d_0 - d_x$. Для конденсатора з двома плоскопаралельними електродами існує однозначна розрахункова функціональна залежність між ємністю C конденсатора та зазором d у ньому:

$$C = f(d) = \frac{K_c}{d}, \quad (17)$$

де K_c – постійний коефіцієнт, який залежить від геометричних розмірів вимірювального конденсатора та діелектричних властивостей середовища. Вимірявши ємність C_0 при зазорі d_0 і ємність C_x при зазорі d_x , можна визначити ΔL як

$$\Delta L = d_0 - d_x = \frac{K_c}{C_0} - \frac{K_c}{C_x} = K_c \left(\frac{1}{C_0} - \frac{1}{C_x} \right). \quad (18)$$

Використовуючи формули (16) і (18), можна розрахувати силу стягнення F .

Висота L ПЧЕ та геометричні розміри конденсатора визначають чутливість цього ємнісного методу.

Волоконно-оптичний метод з застосуванням решіток Бреґґа (ВБР). Цей метод базується на ефекті зміни періоду ВБР, сформованої в оптичному скловолокні, під дією прикладених до волокна поздовжніх зусиль. Метод забезпечує завадостійкість до впливу потужних електромагнітних полів, значну дистанційність вимірювання (сотні метрів), можливість формування в одному оптоволокні великої кількості первинних перетворювачів (сенсорів) – бреґґівських решіток, забезпечуючи при цьому значне зменшення ліній зв'язку.

На рис. 7 показано схему вимірювання зусиль з застосуванням діелектричного фібергласового ПЧЕ 3, який встановлюється на призмі 1 ТГ і стискується між стяжною гайкою 2 і натискною плитою 4 ТГ [7]. На ПЧЕ 3 з легким натягом змонтовано кільце 5 товщиною h з того ж матеріалу, що і ПЧЕ 3. На кільце 5 спеціальним клеєм і за спеціальною технологією наклеєне скловолокно 6 з сформованими в ньому основної (яка вимірює поздовжню деформацію волокна 6) та термокомпенсаційної ВБР. Період Λ в обох ВБР однаковий. Механічна напруга ε , прикладена вподовж оптичного волокна 6, розтягне його серцевину і змінить період Λ обох ВБР.

Розрахуємо зміну періоду Λ . Під час навантаження силою F діаметр розташування скловолокна 6 зміниться і (з урахуванням коефіцієнта Пуассона ν_F для фібергласу) складе

$$D' = [(D_2 + 2h) + \nu_F \varepsilon_{II} (D_2 + 2h)] = (D_2 + 2h) \left(1 + \nu_F \frac{4F}{\pi (D_2^2 - D_1^2) E_F} \right), \quad (19)$$

де E_F – модуль пружності фібергласу.

Відносна зміна довжини кільця 5 складе

$$\varepsilon_5 = \frac{2\pi D' - 2\pi (D_2 + 2h)}{2\pi (D_2 + 2h)} = \left[\frac{D'}{(D_2 + 2h)} - 1 \right] =$$

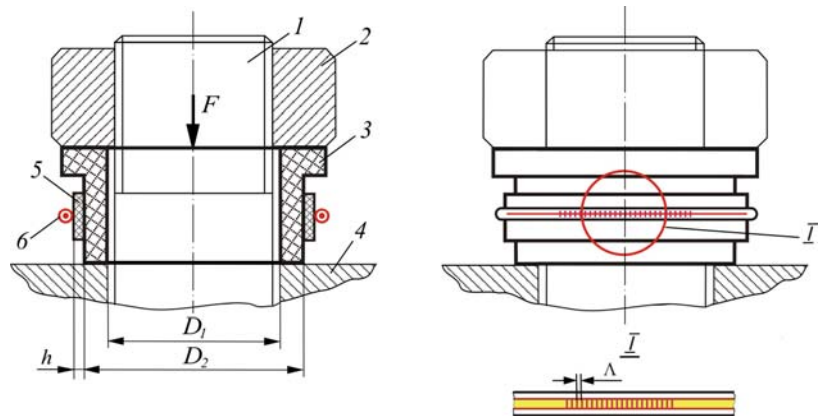


Рис. 7

$$= \left[\frac{(D_2 + 2h) \left(1 + \nu_F \frac{4F}{\pi(D_2^2 - D_1^2) E_F} \right)}{(D_2 + 2h)} - 1 \right] = \nu_F \frac{4F}{\pi(D_2^2 - D_1^2) E_F}. \quad (20)$$

При цьому період ВБР зміниться і буде дорівнювати

$$\Lambda' = \Lambda \varepsilon_5 = \Lambda \cdot \nu_F \frac{4F}{\pi(D_2^2 - D_1^2) E_F}. \quad (21)$$

Зміна періоду призведе до зміни бреггівської довжини хвилі, яку система реєстрації перетворить у зміну інформаційного сигналу.

Висновки. Отримані результати дають змогу спроектувати трубчасті ПЧЕ для тензометричного, ємнісного та волоконно-оптичного (з застосуванням ВБР) методів вимірювання зусиль у стяжних призмах осердя статора ТГ та оцінити їхні похибки.

1. Guide to the Measurement of Force. The Institute of Measurement and Control, London. – Originally published 1998. Reviewed and re-issued 2013. 46 p. Режим доступу: <http://www.npl.co.uk/upload/pdf/forceguide.pdf> (дата звернення 07.10.2017).
2. Бауман Э. Измерение сил электрическими методами / пер. с немец. А.С. Вишенкова и С.Н. Герасимова. М.: Мир, 1978. – 430 с.
3. Шторгин А.В. Научно-технические мероприятия по уменьшению повреждаемости статоров мощных турбогенераторов, вызванной вибрацией в торцевых зонах: Дис. ... канд. техн. наук: 05.11.05 «Электрические машины и аппараты». Киев, 2015. 161 с.
4. Dan Mihai Stefanescu. Handbook of Force Transducers: Principle and Components. – Berlin : Springer, 2011 – 612 p. Режим доступу: <https://books.google.com.ua/books?id=RjzO10gmXZYC&pg=PR21&lp> (дата звернення 07.10.2017).
5. Karl Hoffmann. An Introduction to Stress Analysis and Transducer Design using Strain Gauges. HBM Test and Measuremen. 2012. 257 p. Режим доступу: http://www.kkgroup.ru/help/Strain_Gauge_Measurements_Book_2012_01.pdf. (дата звернення 13.11.2017).
6. Liu M., Zhou Z., Tao X., Tan Y. A dynamometer design and analysis for measurement the cutting forces on turning based on optical fiber Bragg Grating sensor. Prociding of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation. July 6-8, 2012, Beiling, Chine. P. 4287–4290.
7. United States Patent No. US 20120026482 A1. Int. Cl. G01J5/48. Use of fiber optic sensor techniques for monitoring and diagnostics of large AC generators / George Franklin Dailey (US) – Appl. No. US 13/065,842; Pub. date Feb. 02, 2012.
8. Левицький А.С., Кобзарь К.О., Зайцев Є.О. Волоконно-оптичні вимірювачі зусиль в стяжних призмах турбогенераторів на основі решіток Брегга // *Гідроенергетика України*. 2017. № 3-4. С. 22–25.
9. Левицький А.С., Федоренко Г.М. Датчики для вимірювання зусилля пресування осердя статорів гідро- і турбогенераторів. *Гідроенергетика України*. 2009. № 4. С.35–39.
10. Пиккульский В.А., Чистиков А.А., Лифшиц А.Л. Исследование распределения плотности прессовки активной стали статора турбогенератора. *Электротехника*. 1990. №6. С. 9 – 13.
11. Федоренко Г.М., Бут А.А., Кузьмин В.В. и др. Методика и измерительные средства определения усилий прессовки в сердечнике статора мощного турбогенератора. *Техническая электродинамика*. 1991. № 4. С. 64–69.
12. Феликсон Е. И. Упругие элементы приборов. Москва: Машиностроение, 1977. 311 с.

УДК 621.3.085.5 : 62-27

А.С. Левицький¹, докт. техн. наук, Е.А. Зайцев², канд. техн. наук, А.М. Смирнова³

1, 2 – Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

3 – Київський національний торговельно-економічний університет,

ул. Киото, 19, Київ, 02156, Україна

Упругий елемент преобразователя усилий в стяжних призмах сердечника статора мощного турбогенератора

Исследован трубчатый упругий чувствительный элемент (УЧЭ) первичного преобразователя усилий в стяжных призмах сердечника статора мощного турбогенератора. Предложена методика расчета трубчатого УЧЭ, которая позволяет проектировать конструкции измерителя усилий при изменении нагрузок в широком диапазоне. Определены аналитические соотношения для расчета размеров элемента. Получена функция преобразования «усилие - относительная продольная деформация» с учетом изменения площади поперечного сечения.

чения элемента в соответствии с коэффициентом Пуассона. Рассчитана относительная погрешность, обусловленная нелинейностью функции преобразования. Установлены аналитические зависимости информационного сигнала от усилия в упругом элементе для тензорезистивных, емкостных и волоконно-оптических измерителей. Библ. 12, рис. 7.

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

A.S. Levytskyi¹, I.O. Zaitsev², A.M. Smyrnova³

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

3 – Kyiv national university of trade and economics, Kyoto str., 19, Kyiv, 02156, Ukraine

Elastic sensitive element for force transducers of the effort in the powerful turbogenerators stator tightening prisms core

Investigated cylindrical elastic sensor element (ESE) of the force primary converter for the powerful turbogenerators stator tightening prisms core. The method of calculation of tubular ESE is proposed, which allows the design effort design gauges from load changes over a wide range. Analytical relations for calculating the dimensions of the ESE element are determined. Conversion function "force - relative longitudinal strain" with the changing cross sectional area of the element in accordance with Poisson's ratio is obtained. The relative error caused by the nonlinearity of the conversion function is calculated. The analytical dependencies of the information signal on the force in the elastic element for strain-resistive, capacitive and fiber-optic meters are established. References 12, figures 7.

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

Надійшла 04.12.2017

Received 04.12.2017

УДК 621.365.51

ДВУХОБМОТОЧНЫЙ БЕЗЖЕЛЕЗНЫЙ ИНДУКТОР БЕГУЩЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

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

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

e-mail: dep7ied@ukr.net

Для устранения производственного шума и одностороннего притяжения при термообработке ферромагнитных лент предложено использовать безжелезные трехфазные высокочастотные индукторы бегущего магнитного поля. Для управления равномерностью нагрева полосы различных типоразмеров предложено использовать двухобмоточные индукторы с различными полюсными делениями и регулируемой величиной питающего напряжения каждой обмотки. Для стабилизации положения ленты по центру зазора предложено идентичное исполнение верхнего и нижнего двухобмоточных индукторов, что достигается размещением обеих обмоток в пазах каждого индуктора. Путем переключения питания фаз фазными токами каждой обмотки могут возбуждаться как согласно, так и встречно бегущие поля. Последние используются для компенсации при необходимости большого продольного натяжения ленты. С использованием системы уравнений Максвелла разработаны методы расчета полной комплексной мощности обеих обмоток и определены нормальные и тангенциальные силы, воздействующие на ферромагнитную полосу при ее произвольном асимметричном положении в зазоре. Установлено, что частота тока, при которой обеспечивается стабилизация ленты по оси зазора, зависит от геометрических размеров и электрофизических свойств ленты. Разработан метод расчета распределения тепловыделений и распределения температурного поля по длине и ширине движущейся полосы. Показано использование двухобмоточного индуктора для обеспечения равномерного нагрева ленты различных типоразмеров. Библ. 11, рис. 7.

Ключевые слова: линейный индуктор, индуктор бегущего поля, безжелезный индуктор, индукционный нагрев, метод расчета.

Введение. Межоперационный отжиг металлических лент в производстве плоского проката является необходимой, многократно повторяющейся технологической операцией. Разработанные индукционные системы для нагрева плоского проката металлов на основе трехфазных линейных индукционных машин [1, 2] успешно применяются в промышленности для термообработки цветных металлов [3, 4]. Основным достоинством индукционного нагрева плоского проката металлов бегущим магнитным полем является отсутствие производственного шума, обусловленного силовым воздействием магнитного поля на нагреваемую ленту и магнитным притяжением индукторов. В бегущем поле интегральное значение силы не зависит от времени, поэтому нет вибрации индукторов, а лента находится в состоянии электродинамической стабилизации по центру зазора.

Одно из основных требований, предъявляемых к такой термообработке, состоит в обеспечении равномерного распределения температурного поля по длине и ширине полосы. В системах индукционного нагрева плоского проката на основе линейных асинхронных машин равномерность нагрева по длине проката обеспечивается постоянством скорости движения полосы в зазоре машины. Равномерность распределения температуры по ширине вследствие явлений поперечного краевого эффекта зависит от соотношения ширины полосы и ширины индуктора, длины полюсного деления, величины магнитного числа Рейнольдса и, следовательно, может быть достигнута лишь для вполне определенного типоразмера полосы [1].

Однако в производственных условиях возникает необходимость осуществлять термообработку плоского проката различных типоразмеров. Поэтому для согласования требуемого соотношения ширины полосы и ширины индуктора предусмотрено регулирование эквивалентной ширины индуктора путем поперечного смещения верхнего статора машины относительно нижнего. Для поддержания необходимой величины магнитного числа Рейнольдса при изменении электропроводности полосы или толщины полосы следует регулировать величину зазора [2]. Это требует перестройки оборудования, а так как длина полюсного деления остается неизменной, то не для каждого типоразмера полосы удастся достичь удовлетворительной равномерности нагрева. Поэтому возникает задача поиска электромагнитных методов управления равномерностью нагрева полосы. Ее предположительно можно решить путем применения двухобмоточных индукторов с разными полюсными делениями и регулируемой величиной питающего напряжения каждой обмотки.

При нагреве в таких системах ферромагнитных лент [5] наблюдается одностороннее притяжение ленты к ферромагнитному сердечнику индуктора, что приводит к механическому повреждению ее поверхности. В связи с этим были рассмотрены и найдены конфигурации высокочастотных безжелезных индукторов в виде токовых контуров для обеспечения равномерного нагрева лент по ширине [6, 7]. Однако область использования однофазных индукторов ограничивается относительно малыми удельными мощностями, поскольку при термообработке ферромагнитных листов уже при удельных мощностях $100...150 \text{ кВт/м}^2$ уровень шума превышает предельно допустимые нормы на всех применяемых в электротермии частотах от 50 до 2400 Гц [8, 9].

Цель работы. Разработать метод анализа энергетических показателей и силового воздействия двухобмоточного безжелезного индуктора бегущего поля для нагрева ферромагнитных лент.

Для устранения производственного шума и одностороннего притяжения ферромагнитных лент представляется целесообразным использовать индукторы, выполненные в виде совокупности трехфазных катушек, включенных по отношению друг к другу по схеме бегущего магнитного поля и размещенных на каркасе из неэлектропроводного и немагнитного материала. На рис. 1 показано одно из возможных исполнений такого индуктора.

Четырех- и двухполюсная обмотки, схематично представленные на рис. 1, сосредоточены на верхнем и нижнем статорах соответственно. Для обеспечения стабилизации положения ленты по центру зазора в действительности обе обмотки целесообразно одновременно размещать на обоих статорах, что и будем предполагать для упрощения расчетов в дальнейшем.

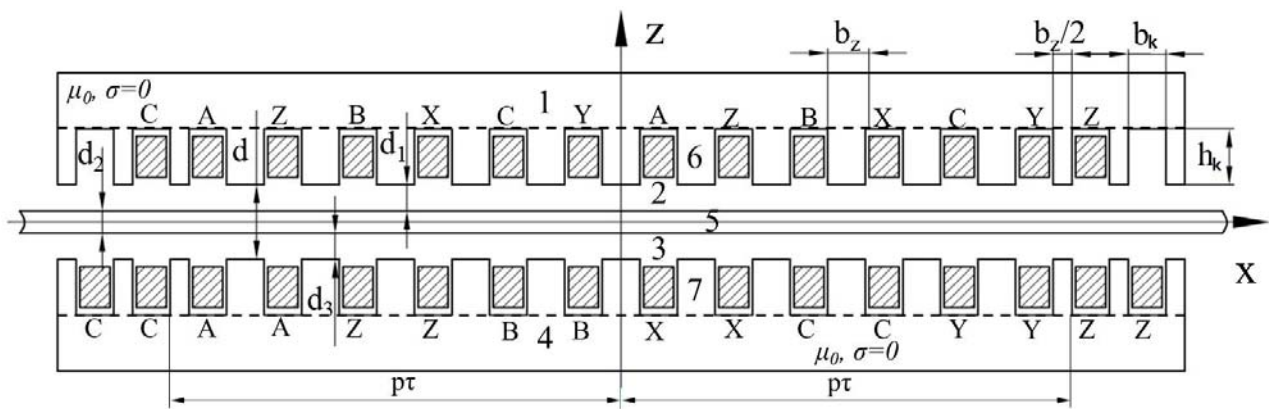


Рис. 1

В общем случае обмотки могут иметь произвольное число полюсов, но для ослабления трансформаторной связи между обмотками следует выполнять их с четной кратностью числа полюсов.

Начало координат поместим на поверхности верхнего индуктора, а положение нагреваемой полосы в зазоре индуктора будем полагать в общем случае не совпадающим с осью симметрии.

Применительно к компенсированному исполнению обоих обмоток представляется возможным без наложения каких-либо дополнительных ограничений на величину компенсирующих токов воспользоваться моделью чередующихся индукторов с нечетной симметрией по поперечной оси Oy . В отличие от прежних подходов [5], компенсирующие токи будем полагать распределенными в пазах шириной b_k на участках индукторов за пределами активной зоны. Поскольку первичное магнитное поле индукторов конечной длины по ширине индуктора практически затухает до нуля на расстоянии, равном величине воздушного зазора, будем полагать, что $b_k \approx 2d$.

Токи лобовых частей обмоток распределим на промежутке $b_d \approx 2d$ непосредственно за пределами реальной ширины статора b . Причем потребуем выполнение условия $b_d \leq (a-b)/2$, где a – ширина ленты.

Анализ электромагнитных процессов в индукционной системе выполним на основе решения уравнений Максвелла

$$\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{j} + \mathbf{j}_{cm}; \quad \text{div} \mathbf{B} = 0; \quad \text{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t; \quad \text{div} \mathbf{j} = 0 \quad (1)$$

с привлечением материальных уравнений для движущихся сред

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}, \quad \mathbf{j} = \sigma [\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}], \quad (2)$$

где μ, σ – магнитная проницаемость и удельная электропроводность нагреваемой полосы.

В предположении о постоянстве магнитной проницаемости и электропроводности система уравнений (1), (2) сводится к уравнению индукции

$$\Delta \mathbf{B} - \mu \sigma [\partial \mathbf{B} / \partial t + \text{rot}(\mathbf{v} \times \mathbf{B})] = -\mu \text{rot} \mathbf{j}_{cm}. \quad (3)$$

В рамках сформулированного модельного представления машины к уравнению (3) может быть применено прямое интегральное преобразование: интегральное преобразование Фурье по переменной x и интегральное преобразование в конечных пределах с ядром $2/a \cos(qy)$ для B_x, B_z составляющих индукции и $2/a \sin(qy)$ для B_y составляющей:

$$B_{x,z}(n, q, z) = \frac{2}{a} \int_{-\infty}^{\infty} e^{inx} \int_{-a/2}^{a/2} B_{x,z}(x, y, z) \cos(qy) dy dx; \quad (4)$$

$$B_y(n, q, z) = \frac{2}{a} \int_{-\infty}^{\infty} e^{inx} \int_{-a/2}^{a/2} B_y(x, y, z) \sin(qy) dy dx. \quad (5)$$

Преобразованные таким образом векторы электромагнитного поля будут функциями координаты z и новых переменных n и q – $\mathbf{B}(n, q, z)$. Для того чтобы отличить оригиналы $\mathbf{B}(x, y, z)$ от изображений $\mathbf{B}(n, q, z)$, последние будем отмечать двумя штрихами, например, B'' .

Полагая изменение индукции во времени по гармоническому закону $B_z = B_{zm} e^{i\omega t}$, $\omega = 2\pi f$, где B_z – комплексная амплитуда, уравнение (3) в результате интегральных преобразований сведет к обыкновенному дифференциальному уравнению. Причем в областях 1–4 (рис. 1) уравнение индукции для преобразованных значений амплитуд B_z'' составляющей индукции принимает вид

$$\frac{\partial^2 B_z''}{\partial z^2} - \eta_1^2 B_z'' = 0, \quad (6)$$

в области металлической полосы 5 –

$$\frac{\partial^2 B_z''}{\partial z^2} - \eta_2^2 B_z'' = 0, \quad (7)$$

в областях размещения обмоток 6 и 7 –

$$\frac{\partial^2 B_z''}{\partial z^2} - \eta_1^2 B_z'' = f_1'', \quad f_1'' = -\frac{2}{a} \int_{-\infty}^{\infty} e^{inx} \int_{-a/2}^{a/2} \mu_0 \operatorname{rot}_z j_{cm} \cos(qy) dy dx. \quad (8)$$

Здесь $\eta_1^2 = n^2 + q^2$; $q = (2k-1)\pi/a$; $k = 1 \dots \infty$;

$$\eta_2^2 = n^2 + q^2 + i\mu\sigma\omega - i\mu\sigma\nu n,$$

$i = \sqrt{-1}$, n – параметр интегрального преобразования Фурье; $\omega = 2\pi f$ – частота тока питания индуктора. Через f_1'' обозначена правая часть неоднородного уравнения индукции, величина которой будет определена в дальнейшем. В уравнениях (6)...(8) и далее индекс, обозначающий амплитудное значение индукции магнитного поля, опущен.

Из равенств $\operatorname{div} \mathbf{B} = 0$ и $\operatorname{rot}_z \mathbf{B} = 0$ [8] преобразованные значения B_x'' и B_y'' составляющих индукции определяются зависимостями

$$B_x'' = -\frac{in}{\eta_1^2} \frac{\partial B_z''}{\partial z}; \quad B_y'' = -\frac{q}{\eta_1^2} \frac{\partial B_z''}{\partial z}, \quad (9)$$

и для определения компонент вектора магнитной индукции достаточно найти решение уравнения (3) для преобразованных значений лишь B_z составляющей индукции в каждой из областей (1–7, рис. 1) индукционной системы.

На границах раздела сред удовлетворяется равенство индукции и ее первой производной, а на границе ферромагнитной полосы учитывается еще и скачок магнитной проницаемости

$$B_g = B_m; \quad \frac{\partial B_g}{\partial z} = \frac{\mu_0}{\mu} \frac{\partial B_m}{\partial z}, \quad (10)$$

где B_g и B_m – значения индукции на границах воздушного и металлического слоев зазора; μ_0 и μ – магнитная проницаемость воздуха и ферромагнитной полосы соответственно.

В результате решения уравнений (6)...(8) с учетом граничных условий (10) и равенства нулю индукции в бесконечно удаленных точках ($B''(z) = 0$ при $z = \pm \infty$) найдем, что в области верхнего воздушного зазора $-d_1 \leq z \leq 0$

$$B_1'' = C_1 \left(\operatorname{ch}(\eta_1 z) - \operatorname{sh}(\eta_1 z) \right) + N \operatorname{sh}(\eta_1 z), \quad (11)$$

в металлической полосе $-d_1 - d_2 \leq z \leq -d_1$

$$B_2'' = C_2 \left(ch[\eta_2(z+d_1)] - \frac{\mu\eta_1}{\mu_0\eta_2} sh[\eta_2(z+d_1)] \right) + \frac{\mu\eta_1}{\mu_0\eta_2} N \left(ch(\eta_1 d_1) - sh\eta_1 d_1 \right) sh[\eta_2(z+d_1)], \quad (12)$$

в области нижнего воздушного зазора $-d \leq z \leq -d_1 - d_2$

$$B_3'' = C_2 \left(\left(ch(\eta_2 d_2) + \frac{\mu\eta_1}{\mu_0\eta_2} sh(\eta_2 d_2) \right) ch[\eta_1(z+d_1+d_2)] - \right. \\ \left. - \left(ch(\eta_2 d_2) + \frac{\mu_0\eta_2}{\mu\eta_1} sh(\eta_2 d_2) \right) sh[\eta_1(z+d_1+d_2)] \right) + \\ + N \left(ch(\eta_1 d_1) - sh(\eta_1 d_1) \right) \left(ch(\eta_2 d_2) sh[\eta_1(z+d_1+d_2)] - \frac{\mu\eta_1}{\mu_0\eta_2} sh(\eta_2 d_2) ch[\eta_1(z+d_1+d_2)] \right), \quad (13)$$

где $C_1 = (C_2 + N sh(\eta_1 d_1)) / (ch(\eta_1 d_1) + sh(\eta_1 d_1))$;

$$C_2 = \frac{N \left(sh(\eta_1 d_3) - ch(\eta_1 d_3) - (sh(\eta_1 d_1) - ch(\eta_1 d_1)) \left(ch(\eta_2 d_2) + \frac{\mu\eta_1}{\mu_0\eta_2} sh(\eta_2 d_2) \right) \right)}{\left(2ch(\eta_2 d_2) + \left(\frac{\mu\eta_1}{\mu_0\eta_2} + \frac{\mu_0\eta_2}{\mu\eta_1} \right) sh(\eta_2 d_2) \right)}; \quad (14)$$

$$N = \frac{\mu_0}{in h_n} (ch(\eta_1 h_n) - sh(\eta_1 h_n) - 1) (I_A w_A k_A + I_B w_B k_B + I_C w_C k_C), \quad (15)$$

где w_A, w_B, w_C – количество витков в фазах; k_A, k_B, k_C – обмоточные коэффициенты фаз A, B, C соответственно. Приведенные зависимости получены при условии одинакового исполнения верхнего и нижнего двухобмоточных индукторов.

Плотность тока пазовой зоны индукторов в f_1'' определим суммой плотностей тока обеих обмоток:

$$j_{cm} = j_{yA} + j_{yB} + j_{yC}. \quad (16)$$

В предположении, что все катушки фазы имеют идентичное исполнение, но каждая фаза может содержать в общем случае произвольное количество витков в пазу s_A, s_B, s_C с собственным пространственным положением фаз x_A, x_B, x_C и шагом катушек y_A, y_B, y_C , y – составляющая плотности тока пазовой зоны индуктора для одной обмотки из двух, применительно к компенсированным обмоткам с вывернутой центральной фазой [10], имеет вид

$$j_{yA} = \frac{I_A s_A}{h_n b_n} \sum_{k=1}^{q_1} \sum_{s=1}^p \left(\Theta(x - x_A + T(k, s) + b_k/2) - \Theta(x - x_A + T(k, s) + b_k/2) - \right. \\ \left. - \Theta(x - x_A + T(k, s) + b_n/2 - y_A) + \Theta(x - x_A + T(k, s) - b_n/2 - y_A) \right) T(y); \\ T(k, s) = p\tau - \frac{2k-1}{2mq_1} \tau - 2(s-1)\tau; \\ T(y) = \Theta(y + b/2) - \Theta(y - b/2) + \frac{y + b/2 - b_n}{b_n} (\Theta(y + b/2 + b_n) - \\ - \Theta(y + b/2) - \frac{y - b/2 - b_n}{b_n} (\Theta(y - b/2) - \Theta(y - b/2 - b_n))) \Bigg); \quad (17)$$

$$j_{yB} = j_{yA}(I_A \rightarrow I_B, s_A \rightarrow s_B, x_A \rightarrow x_B, y_A \rightarrow y_B);$$

$$j_{yC} = -j_{yA}(I_A \rightarrow I_C, s_A \rightarrow s_C, x_A \rightarrow x_C, y_A \rightarrow y_C) +$$

$$+ \frac{I_C s_C q_1}{b_\kappa h_n} (\Theta(x + p\tau + b_\kappa) - \Theta(x + p\tau) - \Theta(x - p\tau) + \Theta(x - p\tau - b_\kappa)) T(y).$$

Здесь I_A, I_B, I_C – амплитудные значения фазных токов; q_1 – число пазов на полюс и фазу; p – число пар полюсов обмотки; m – число фаз обмотки; τ – полюсное деление; b – ширина катушек по внутренней области; b_κ – толщина лобовой части катушек; b_κ – размер паза для размещения компенсирующих токов; $\Theta(\cdot)$ – единичная обобщенная функция. Запись $\xi(a \rightarrow b)$ означает замену величины a в выражении $\xi(a)$ на величину b . Фазными токами каждой из обмоток могут возбуждаться как согласно, так и встречно бегущие поля. Последние используются для компенсации продольного натяжения ленты. Так что фазные токи одной обмотки из двух для верхнего и нижнего индукторов можно полагать равными:

$$I_{1A} = I_1 e^{i\omega t}; \quad I_{1B} = I_1 A e^{-2\pi i/3}; \quad I_{1C} = I_1 A e^{2\pi i/3}, \quad (18)$$

а фазные токи другой обмотки при согласном включении

$$I_{2A} = I_2 e^{i\omega t}; \quad I_{2B} = I_2 e^{-2\pi i/3}; \quad I_{2C} = I_2 A e^{2\pi i/3} \quad (19)$$

и при встречном включении

$$I_{2A} = I_2 e^{i\omega t}; \quad I_{2B} = I_2 A e^{2\pi i/3}; \quad I_{2C} = I_2 A e^{-2\pi i/3}. \quad (20)$$

В результате выполнения двойного интегрального преобразования по x и y переменным функции f_1 согласно (8) с использованием уравнения $\text{div } j = 0$ для определения x -составляющей плотности тока и представления плотностей фазных токов по (17) найдем преобразованное значение f_1'' :

$$f_1'' = -\frac{\mu_0 \eta_1^2}{in h_n} (I_A w_A k_A + I_B w_B k_B + I_C w_C k_C). \quad (21)$$

Здесь, как и в выражении N по (15), $w_A = s_A p q_1$; $w_B = s_B p q_1$; $w_C = s_C p q_1$;

$$k_A = e^{-in(\tau - x_A - \tau/2m)} \left(1 - e^{iny_A} \right) \frac{\sin(pn\tau)}{p \sin(n\tau)} \frac{\sin(n\tau/2m)}{q_1 \sin(n\tau/2mq_1)} \times \frac{2\sin(nb_n/2)}{nb_n} \frac{4\sin(q(b+b_\kappa)/2)}{qa} \frac{2\sin(b_\kappa/2)}{qb_\kappa};$$

$$k_B = k_A(x_A \rightarrow x_B, y_A \rightarrow y_B);$$

$$k_C = -k_A(x_A \rightarrow x_C, y_A \rightarrow y_C) + \frac{2\sin(n(p\tau + b_\kappa/2))}{ip} \times \frac{2\sin(nb_\kappa/2)}{nb_\kappa} \frac{4\sin(q(b+b_\kappa)/2)}{qa} \frac{2\sin(qb_\kappa/2)}{qb_\kappa}. \quad (22)$$

Расчетные зависимости для определения коэффициентов обмотки применимы для обмоток с любым количеством полюсов $2p$ и количеством пазов на полюс и фазу q_1 . Следует при этом только задать присущие данной обмотке количество полюсов $2p$ и количество пазов на полюс-фазу q_1 , а также величину полюсного деления, шаг катушек и пространственный сдвиг.

Для однослойных некомпенсированных обмоток обмоточные коэффициенты вычисляются по тем же формулам (22), но последнее слагаемое в k_C отсутствует. Полагая, что обмотка индукторов начинается с фазы A , пространственный сдвиг фазы A следует положить равным нулю $x_A = 0$. При этом фаза B сдвинута в пространстве относительно фазы A на величину $x_B = 2\tau/m$, а фаза C – на величину $x_C = \tau/m$. По заданным конструктивному

исполнению индукторов и значениям фазных токов соответствующей обмотки легко определяются величина N в (15) и распределение z -составляющей магнитной индукции в зазоре между индукторами по формулам (11)...(15).

Обратное преобразование индукции осуществляется по формуле

$$B_z(x, y, z) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} B'' e^{-inx} dn \cos(qy). \quad (23)$$

Таким образом, при известных фазных токах и конструктивном исполнении обеих обмоток индуктора по зависимостям (11)...(15) однозначно определяется B_z составляющая индукции в каждой из сред.

На основе полученного решения краевой задачи о распределении магнитной индукции в зазоре определим основные энергетические характеристики двухобмоточного индуктора.

При известном распределении магнитной индукции электромагнитная мощность обмоток, например, верхнего индуктора определяется согласно теореме Пойнтинга:

$$S = \frac{1}{2} \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-\infty}^{\infty} \left(E_y^* H_x - E_x^* H_y \right) \Big|_{z=0}^{z=h_n} dx dy. \quad (24)$$

H^* означает комплексно сопряженное значение величины H . С использованием уравнений $\text{rot } \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t$, $\text{div } \mathbf{j} = 0$, полагая, что при $z = 0$ и $z = h_n$ тангенциальные составляющие напряженности электрического поля приблизительно равны ($E|_{z=0} = E|_{z=h_n}$), и согласно закону полного тока изменение тангенциальных составляющих напряженности магнитного поля описывается зависимостями

$$H_x|_{z=h_n} - H_x|_{z=0} = j_y h_n + \frac{h_n}{\mu_0} \frac{\partial B_z}{\partial x} \Big|_{z=0}; \quad (25)$$

$$H_y|_{z=h_n} - H_y|_{z=0} = -j_x h_n + \frac{h_n}{\mu_0} \frac{\partial B_z}{\partial y} \Big|_{z=0}. \quad (26)$$

Окончательно найдем

$$S = \frac{i\omega}{2} \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-\infty}^{\infty} \left(j_y h_n \int_{-\infty}^x B_z|_{z=0} dx - \frac{h_n}{\mu_0} B_z^* B_z \Big|_{z=0} \right) dx dy, \quad (27)$$

где j_y определяется зависимостью (16), а ее слагаемые – формулами (17). После подстановки в (27) значения магнитной индукции по (23) и выполнения интегрирования по переменным x и y с учетом формул прямого преобразования найдем суммарную мощность верхнего и нижнего индукторов при их идентичном исполнении:

$$S = \frac{i\omega a}{8\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \left(I_0 \frac{1}{in} \left(B_1''(0) - B_3''(-d) \right) - \frac{h_n}{\mu_0} \left(B_1''(0) \cdot B_1''(0) - B_3''(-d) \cdot B_3''(-d) \right) \right) dn, \quad (28)$$

где I_0 – ток каждого индуктора двух последовательно соединенных идентичных индукторов; $I_0 = I_A^w A^k A + I_B^w B^k B + I_C^w C^k C$, а $B_1''(0)$ определяется по (11) при $z = 0$ и $B_1''(-d)$ – по (13) при $z = -d$.

Электродинамические усилия, действующие на ферромагнитную полосу, определяются из тензора натяжений Максвелла [11]

$$\mathbf{T} = (\mathbf{Bn})\mathbf{H} - \mu H^2 \mathbf{n}/2 \quad (29)$$

в виде поверхностного интеграла

$$\mathbf{F} = \int \mathbf{T} dS, \quad (30)$$

в котором интегрирование производится по любой замкнутой поверхности xOy , охватывающей полосу, но не заключающей в себе источники поля. $\vec{n}$ – вектор-нормаль к поверхности S в (30). Поверхность S , таким образом, должна располагаться в воздушных участках зазора индукторов. Полагая ее размещенной непосредственно у поверхности движущейся металлической полосы, средняя за период F_x -составляющая электродинамической силы согласно (29) и (30) равна

$$F_x = -\frac{1}{2\mu_0} \operatorname{Re} \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-\infty}^{\infty} B_z^* B_x^* dx dy \Big|_{z=-d_1}^{z=-d_1-d_2}. \quad (31)$$

Подставляя в это выражение значение B_z по (23) и выполняя интегрирование по x и y с учетом формул прямого преобразования, а также зависимостей (9), находим

$$F_x = \frac{a}{8\pi\mu_0} \operatorname{Re} \sum_{k=1-\infty}^{\infty} \int \frac{in}{\eta_1^2} \left(B_1''(-d_1) \frac{\partial B_1''(-d_1)}{\partial z} - B_3''(-d_1-d_2) \frac{\partial B_3''(-d_1-d_2)}{\partial z} \right) dn. \quad (32)$$

Аналогичным образом согласно (29) и (30) определим z -составляющую электродинамической силы, действующей на полосу,

$$F_z = \frac{1}{4\mu_0} \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-\infty}^{\infty} \left(\hat{B}_z^* \hat{B}_z^* - \hat{B}_x^* \hat{B}_x^* - \hat{B}_y^* \hat{B}_y^* \right) \Big|_{z=-d_1}^{z=-d_1-d_2} dx dy, \quad (33)$$

которую с учетом зависимостей (9), (11), (13), (23) можно представить через преобразованные значения индукции в виде

$$F_z = \frac{a}{8\pi\mu_0} \operatorname{Re} \sum_{k=1-\infty}^{\infty} \int \left(B_1''(-d_1) B_1''(-d_1) - B_3''(-d_1-d_2) B_3''(-d_1-d_2) - \right. \\ \left. - \frac{1}{\eta_1^2} \left(\frac{\partial B_1''(-d_1)}{\partial z} \frac{\partial B_1''(-d_1)}{\partial z} - \frac{\partial B_3''(-d_1-d_2)}{\partial z} \frac{\partial B_3''(-d_1-d_2)}{\partial z} \right) \right) dn. \quad (34)$$

Выполненные по (34) расчеты z -составляющей силы, действующей на ферромагнитную полосу, указывают на возрастание ее при увеличении смещения ленты относительно центра зазора. На рис. 2 приведена зависимость F_z от величины зазора между лентой и

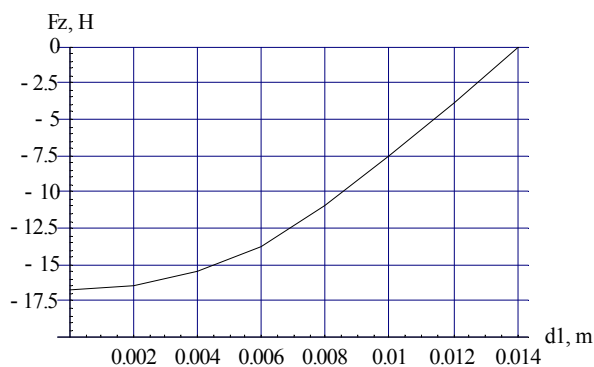


Рис. 2

верхним индуктором при $I_1=800$ А, $I_2=600$ А, $f=1500$ Гц, $a=0,6$ м, $\sigma = 3 \cdot 10^6$ См/м, $\mu = 100 \cdot \mu_0$, для встречного включения индукторов.

При $d_1=0$ лента непосредственно касается обмотки верхнего индуктора, а $d_1=0,014$ м соответствует положению ленты по центру зазора. Как видно из рис. 2, наблюдается электромагнитная стабилизация ферромагнитной ленты по центру зазора между индукторами. Вместе с

тем для рассматриваемого индуктора указанной частоты тока сила стабилизации F_z представляется достаточно слабой.

На рис. 3 представлена зависимость F_z - составляющей электродинамической силы от частоты тока индуктора при $I_1=800$ А, $I_2=600$ А, $d_1=0$, $a=0,6$ м, $\sigma = 3 \cdot 10^6$ См/м, $\mu = 100 \cdot \mu_0$ при встречном включении индукторов.

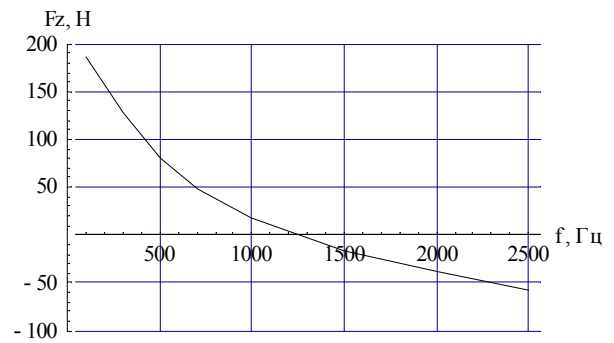


Рис. 3

Сила, прижимающая ленту к верхнему индуктору, с ростом частоты убывает и при некоторой частоте становится отрицательной, т.е. лента отталкивается от верхнего индуктора и стремится занять положение, близкое к оси зазора между индукторами. На рисунке приведен крайний случай, когда лента находится на поверхности индуктора. При малых же отклонениях ленты от центрального положения частота, при которой F_z переходит через 0, несколько снижается. В общем случае частота, при которой обеспечивается стабилизация ленты, существенно зависит от геометрических размеров ленты и ее электрофизических характеристик и определяется в каждом конкретном случае самостоятельно.

Таким образом, имеется возможность осуществлять нагрев ферромагнитных лент в безжелезных высокочастотных индукторах бегущего магнитного поля со стабилизацией положения ленты по центру воздушного зазора. В таком случае поверхность ленты не повреждается механически.

Плотность индуцированных токов в металлической полосе в рамках принятого допущения о постоянстве магнитной проницаемости найдем из первого уравнения системы (1). После применения к нему прямых интегральных преобразований

$$\hat{j}_x = \frac{2}{a} \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-\infty}^{\infty} j_x e^{inx} \sin(qy) dx dy, \quad \hat{j}_y = \frac{2}{a} \int_{-a/2}^{a/2} \int_{-\infty}^{\infty} j_y e^{inx} \cos(qy) dx dy \quad (35)$$

с учетом зависимостей (7) и уравнения (9) найдем преобразованные значения компонент плотности тока в полосе

$$\hat{j}_x = \frac{iq\sigma(\omega - nv)}{\eta_2^2} \hat{B}_z, \quad \hat{j}_y = \frac{\sigma n(\omega - nv)}{\eta_2^2} \hat{B}_z, \quad (36)$$

где $\hat{B}_z$ определяется решением (12).

Выполняя обратные преобразования, получаем функциональное описание пространственного распределения плотности тока в полосе:

$$j_x = \frac{i\sigma}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} q \sin(qy) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega - nv}{\eta_2^2} \hat{B}_z e^{-inx} dn; \quad j_y = \frac{\sigma}{2\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \cos(qy) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega - nv}{\eta_2^2} n \hat{B}_z e^{-inx} dn. \quad (37)$$

Локальное распределение источников теплоты определяется зависимостью

$$P_W = \left(j_x^* j_x + j_y^* j_y \right) / 2\sigma. \quad (38)$$

Распределение температурного поля по длине и ширине движущейся полосы в установившемся режиме определим из решения двумерного уравнения теплопроводности

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial y} \right) + W = \rho c v \frac{\partial T}{\partial x} \quad (39)$$

с граничными условиями

$$T = T_H; \quad x = -l - L; \quad \partial T / \partial x = 0; \quad x = l + L; \quad \lambda \partial T / \partial y = 0; \quad y = \pm a/2, \quad (40)$$

где ρ , $c(T)$, $\lambda(T)$ – плотность, удельная теплоемкость и коэффициент теплопроводности материала полосы; T_H – начальная температура полосы на некотором удалении L от входа в индуктор; W – плотность тепловыделений, которые приближенно с учетом потока излучения можно представить в виде

$$W = \frac{1}{d_2} \int_{d_1}^{d_1+d_2} P_W dz - \frac{2}{d_2} 5,67 \left(\frac{T}{100} \right)^4. \quad (41)$$

Для учета потерь тепла с поверхности полосы в W могут быть включены отрицательные источники тепла, обусловленные также конвекцией.

В качестве примера рассмотрим индукционный нагрев стальной ленты толщиной 2 мм в индукторе с двумя компенсированными обмотками с диаметральным шагом по схеме, подобной [6]. Для ослабления трансформаторной связи выберем парную четность числа полюсов – первая обмотка – двухполюсная с $\tau_1=420$ мм, вторая – четырехполюсная с $\tau_2=210$ мм. Направления распространения магнитных полей обмоток, как отмечалось ранее, может быть согласным и встречным. При этом в зависимости от направления распространения полей сильно изменяется структура распределения джоулевых тепловыделений в полосе. Так, на рис. 4 представлена структура распределения джоулевых тепловыделений в полосе при согласном распространении бегущих полей, а на рис. 5 – при встречном. Токи в обмотках для обоих случаев приняты одинаковыми: $I_1=800$ А; $I_2=600$ А; $f=1500$ Гц; $a=0,6$ м; $\sigma=3 \cdot 10^6$ См/м; $\mu=100 \cdot \mu_0$.

Обращают на себя внимание резкие неоднородности тепловыделений в полосе при обоих направлениях распространения бегущих полей обмоток. Причем при встречном распространении бегущих полей количество этих неоднородностей с каждого края полосы равно сумме количества пар полюсов двух обмоток. В центральной зоне полосы распределение тепловыделений также является неоднородным. Возникновение указанных неоднородностей вызвано структурой результирующего магнитного поля в полосе, приводящей к образованию многовихревой структуры индуцированных токов. При согласном направлении распространения бегущих полей обмоток более выраженной оказывается неоднородность тепловыделений по длине машины.

Наличие явно выраженных неоднородностей плотности тепловыделений в полосе при использовании двухобмоточного индуктора не может быть признано положительным фактором. В процессе нагрева интенсивный локальный нагрев ленты может приводить к нежелательному короблению, особенно при нагреве тонких лент при низкой скорости транспортирования.

Использование двухобмоточных индукторов, впрочем, может быть оправдано благодаря расширению диапазона нагреваемых лент.

В качестве иллюстрации нагрева ленты в индукторе на рис. 6 показано распределение температуры ленты при встречном распространении бегущих магнитных полей и допущении

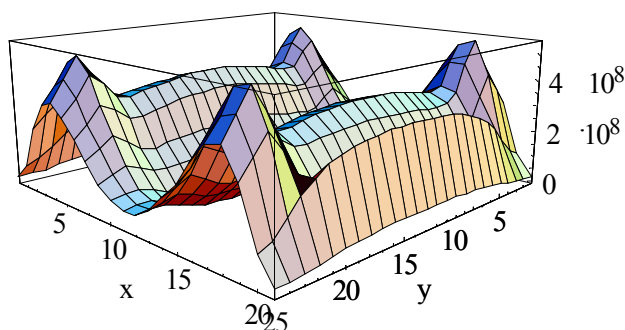


Рис. 4

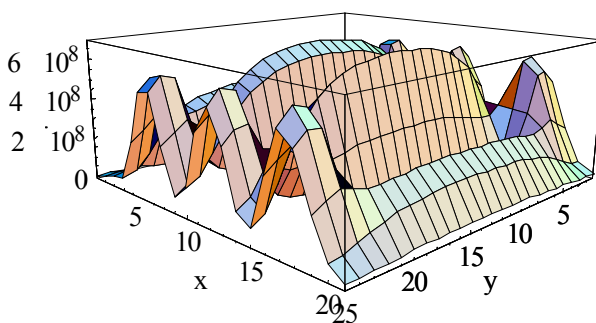


Рис. 5

о малом влиянии процессов теплопередачи при скоростном нагреве, т.е. при пренебрежении первым слагаемым в левой части уравнения (39) по сравнению с W .

Здесь ширина ленты a разбита на 25 отрезков, а длина $(2p+1)\tau$ – на 21 отрезок.

На рис. 7 представлено распределение температуры на выходе из зоны нагрева лент толщиной 2 мм, шириной 600 мм (кривая 1) и шириной 550 мм (кривая 2). Полюсные деления, как и в предыдущем примере, выбраны равными $\tau_1=0,42$ м, $\tau_2=0,21$ м. Ширина сердечника не изменяется при изменении ширины ленты и составляет $b=0,44$ м. Токи в обмотках при нагреве ленты шириной 600 мм составляют $I_1=800$ А, $I_2=600$ А, и при нагреве ленты шириной 550 мм – $I_1=1250$ А, $I_2=250$ А.

На рис. 7 продемонстрирован результат нагрева лент различной ширины с удовлетворительной по технологическим требованиям равномерностью по ширине. Это осуществлено лишь путем изменения величины тока в катушках каждой обмотки и без изменения каких-либо конструктивных размеров индукционного устройства.

Выводы. 1. Применение безжелезных индукторов бегущего магнитного поля позволяет выполнить индукционный нагрев ферромагнитных лент с удовлетворительной равномерностью по ширине и избавиться от акустического шума.

2. При превышении определенной частоты электродинамические силы обеспечивают стабилизацию ферромагнитной ленты по оси зазора между индукторами. Величина частоты зависит от электромагнитных параметров ферромагнитной ленты и ее геометрических размеров.

3. Силы одностороннего магнитного притяжения в безжелезных индукторах незначительные и могут быть компенсированы продольным натяжением ленты.

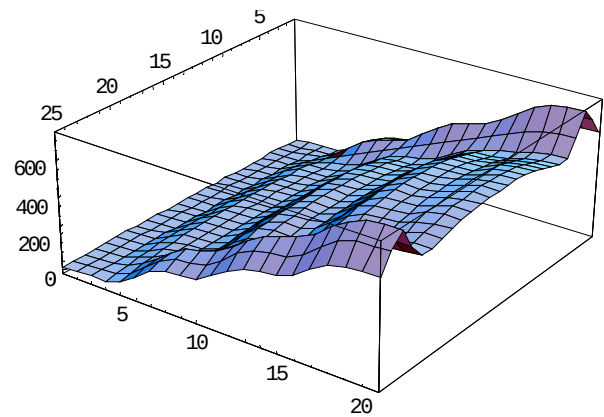


Рис. 6

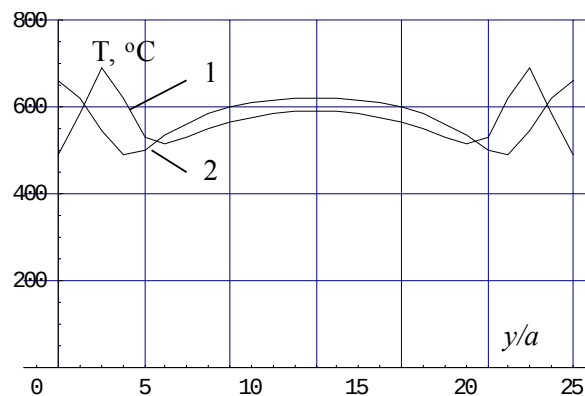


Рис. 7

1. Виштак П.А., Кондратенко И.П., Крутилин В.А., Рашепкин А.П. Метод расчета линейных индукторов с concentрическими обмотками для нагрева металлических лент. *Техническая электродинамика*. 1987. № 2. С. 6–12.
2. Кондратенко И.П., Рашепкин А.П. Индукционный нагрев плоского проката металлов. *Новини енергетики*. 1998. №11. С. 40–42.
3. Рашепкин А.П., Крутилин В.А., Виштак П.А., Кондратенко И.П., Зинченко Т.Р. Индукционный метод нагрева проката из цветных металлов и сплавов. *Цветные металлы*. 1989. № 1. С. 104–107.
4. Певзнер М.З., Широков Н.М., Хаяутин С.Г. Непрерывная индукционная термообработка лент и полос. Москва: Металлургия, 1994. 128 с.
5. Кондратенко И.П., Рашепкин А.П. Двухобмоточный индуктор бегущего поля для нагрева плоского проката металлов. *Праці Інституту електродинаміки НАН України*. Київ, 2005. № 3(12). С. 112–123.
6. Виштак Т.В., Кондратенко И.П., Рашепкин А.П. Индукционный нагрев полосы токовыми контурами канонических форм. *Технічна електродинаміка*. 2003. № 1. С. 63–68.
7. Виштак Т.В., Кондратенко И.П. Электромагнитное поле пространственно распределенного токового контура, расположенного над проводящей полосой. *Вісник Кременчуцького державного університету*. 2005. Вип. 4/2005 (33). С.115–118.
8. Немков В.С., Петухова С.В., Гудовский С.А., Зюбанова Л.Ф., Боярский М.П. Акустические и электромагнитные поля высокочастотных установок. Применение токов высокой частоты в электротермии: Тез. докл. X Всесоюз. науч.-техн. конф. (Ленинград 15–17 апреля 1986 г.). Москва: Информэлектро, 1986. С. 7.

9. Красновидова Т.В., Артышевский П.П., Буканин В.А. Повышение равномерности индукционного нагрева по ширине движущегося листа. *Электротехническая промышленность. Сер. Электротермия*. 1984. Вып. 11 (261). С. 3–4.
10. Ращепкин А.П. Поле в зазоре при переменной линейной нагрузке обмотки линейной индукционной машины. *Магнитная гидродинамика*. 1965. № 3. С. 96–102.
11. Тамм И.Е. Основы теории электричества. Москва: Наука, 1976. 616 с.

УДК 621.365.51

О.М. Карлов, канд. техн. наук, **І.П. Кондратенко**, чл.-кор. НАН України, **Р.С. Кришук**, канд. техн. наук, **А.П. Ращепкін**, докт. техн. наук

Інститут електродинаміки НАН України,

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

Двохобмотковий беззалізний індуктор біжучого магнітного поля

Для усунення виробничого шуму і односторонніх сил притягування при термообробці феромагнітних стрічок пропонується використовувати беззалізні трифазні височастотні індуктори біжучого магнітного поля. Для контролю рівномірності обігрівання стрічки різних типових розмірів запропоновано використовувати двообмоткові індуктори з різним полюсним діленням і регульованою величиною напруги живлення кожної обмотки. Для стабілізації положення стрічки по центру зазору пропонується ідентичне конструктивне виконання верхнього та нижнього двообмоткових індукторів, що досягається розміщенням обох обмоток у пазах кожного індуктора. Шляхом переключення живлення фаз фазними струмами кожної обмотки можуть збуджуватися біжучі поля як однакового напрямлення, так і зустрічного. Останні використовуються для компенсації при необхідності великого поздовжнього натягу стрічки. Використовуючи систему рівнянь Максвелла, розроблено методи розрахунку повної комплексної потужності обох обмоток і визначено нормальні та дотичні сили впливу на феромагнітну стрічку при її довільній асиметричній позиції в зазорі. Встановлено, що частота струму, при якій забезпечується стабілізація стрічки по осі зазору, залежить від геометричних розмірів і електрофізичних властивостей стрічок. Розроблено метод розрахунку розподілу тепла і розподілу температурного поля за довжиною і шириною рухомої смуги. Показано використання двообмоткового індуктора для забезпечення рівномірного нагрівання стрічки різних розмірів. Бібл. 11, рис. 7.

Ключові слова: лінійний індуктор, індуктор біжучого поля, беззалізний індуктор, індукційне нагрівання, метод розрахунку.

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

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

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

The linear non-iron inductor with rotating magnetic field

Here, the use of non-iron three-phase high-frequency magnetic field inductors is proposed. It make it possible to eliminate noise in production and eliminate one-sided attraction in the temperature treatment of ferromagnetic strips. The use of two-winding inductors with different pole division and with a regulated value of the voltage of the windings is proposed for the purpose of controlling the uniformity of heating. The identical design of the upper and lower two-winding inductors is proposed for stabilizing the position of the band along the center of the gap. This is achieved by placing both windings in the slots of each inductor. Both equally directed and reverse directed rotational fields can be excited by switching the phase supply by the phase currents of each winding. If it is necessary to compensate the large longitudinal tension of the strip, this is used. Methods for calculating the apparent complex power of both windings are developed using the system of Maxwell equations. The normal and tangential forces acting on the ferromagnetic strip at its arbitrary asymmetric position in the gap are determined. The frequency of the current ensures the stabilization of the strip along the axis of the gap. It was investigated here that the choice of frequency depends on the geometric dimensions and electrophysical properties of the strip. The method for calculating the distribution of heat and the distribution of the temperature field along the length and width of a moving strip is developed. The use of a two-winding inductor to ensure uniform heating of the strip of various sizes is shown. References 11, figures 7.

Key words: linear inductor, rotating magnetic field, non-iron inductor, induction heating, method for calculating.

Надійшла 11.01.2017

Received 11.01.2017

УДК 62-52 : 621.313.33

ДИНАМІЧНІ ВЛАСТИВОСТІ СИСТЕМИ БЕЗДАВАЧЕВОГО ВЕКТОРНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМ ПРИВОДОМ ЕЛЕКТРОМОБІЛЯ

Б.І. Приймак, канд. техн. наук, **Н.Д. Красношاپка**, канд. техн. наук, **Ф. Лозада**, **О.О. Долганов**Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського",
пр. Перемоги, 37, Київ-56, 03056, Україна
e-mail: bp-08@ukr.net

Виконано параметричний синтез системи бездавачевого векторного керування асинхронним двигуном (АД) електроmobіля зі спостерігачем швидкості ротора, побудованим за структурою адаптивної системи з еталонною моделлю. Шляхом математичного моделювання досліджено динамічні властивості синтезованої системи у режимах роботи, що характерні для тягового приводу електроmobіля. Для удосконалення системи модернізовано алгоритм механізму адаптування спостерігача швидкості. Завдяки цьому в системі бездавачевого керування АД поліпшено показники якості та зменшено енерговитрати у перехідних процесах, спричинених змінами навантаження двигуна. Бібл. 10, рис. 7, таблиця.

Ключові слова: асинхронний двигун, бездавачевий привод, векторне керування, спостерігач швидкості, електроmobіль.

Вступ. У сучасних електроmobілях знаходять застосування тягові приводи з векторно-керованими асинхронними двигунами (АД). У цих приводах АД має забезпечувати діапазон швидкостей від 0,01 до двох номінальних значень, мати переважувальну здатність до 200 %, відпрацьовувати східчасті зміни завдання та навантаження за 0,1...0,2 с. На сьогодні одним із перспективних методів керування АД є так зване бездавачеве керування [5], де давач швидкості двигуна відсутній, а в алгоритмі векторного керування замість сигналу швидкості використовується її оцінка, яка отримується за допомогою оцінювача (спостерігача). Перевагами бездавачевого керування АД є простіша механічна частина, менша кількість проводів, вища надійність та нижча вартість системи автоматичного керування (САК) АД.

Відомо декілька підходів до побудови спостерігачів швидкості АД. Зокрема, використовують структуру адаптивної системи з еталонною моделлю (АСЕМ) [3, 4, 6, 10], фільтр Калмана [7, 8], штучні нейронні мережі [2, 9] тощо. Бездавачеві системи зі спостерігачами на основі АСЕМ є простішими в практичній реалізації у порівнянні з іншими класами систем і набули найбільшого поширення. В роботі [6] запропоновано у спостерігачі швидкості зі структурою АСЕМ використовувати струмову модель кола статора АД і показано, що в цьому разі бездавачеве керування швидкістю АД є більш стабільним. Тому доцільно на основі аналогічного підходу побудувати бездавачеву САК АД, дослідити її характеристики за виконання технологічних вимог до тягового приводу електроmobіля і відшукати шлях удосконалення цієї системи. Саме таким завданням присвячена ця стаття.

Мета роботи – дослідження динамічних властивостей бездавачевої САК АД електроmobіля зі спостерігачем швидкості двигуна, побудованого на основі струмової моделі статорного кола за структурою адаптивної системи з еталонною моделлю, а також поліпшення показників якості системи при компенсуванні змін навантаження двигуна.

Побудова системи бездавачевого векторного керування АД. У рухомих координатах (d, q) , що обертаються зі швидкістю ω_0 , ідеалізований короткозамкнутий АД описується системою диференціальних рівнянь [5]

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s I_{sd} + d\Psi_{sd}/dt - \omega_0 \Psi_{sq}, \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} + d\Psi_{sq}/dt + \omega_0 \Psi_{sd}, \\ 0 &= R_r I_{rd} + d\Psi_{rd}/dt - (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rq}, \\ 0 &= R_r I_{rq} + d\Psi_{rq}/dt + (\omega_0 - z_p \omega) \Psi_{rd}, \end{aligned} \quad (1)$$

$$M - M_L = J d\omega/dt,$$

де змінними є компоненти векторів напруги статора $\bar{U}_s = [U_{sd}, U_{sq}]^T$, струму статора $\bar{I}_s = [I_{sd}, I_{sq}]^T$, струму ротора $\bar{I}_r = [I_{rd}, I_{rq}]^T$, потокозчеплення статора $\bar{\Psi}_s = [\Psi_{sd}, \Psi_{sq}]^T$, потокозчеплення ротора $\bar{\Psi}_r = [\Psi_{rd}, \Psi_{rq}]^T$; $M = (3z_p/2)K_r(\Psi_{rd}I_{sq} - \Psi_{rq}I_{sd})$ – електромагнітний момент двигуна; M_L – момент навантаження; J – момент інерції приводу; z_p – кількість пар полюсів; ω – кутова швидкість ротора двигуна; R_s, R_r – відповідно активні опори фаз статора та ротора, зведеного до статора; $K_r = L_m/L_r$. Потокозчеплення пов'язані зі струмами виразами

$$\Psi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd}; \quad \Psi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq}; \quad (2)$$

$$\Psi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd}; \quad \Psi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq}; \quad (3)$$

де L_m – індуктивність намагнічування; $L_s = L_m + L_{s\sigma}$, $L_r = L_m + L_{r\sigma}$ – повні індуктивності фаз; $L_{s\sigma}$, $L_{r\sigma}$ – індуктивності від полів розсіювання статора та ротора відповідно.

У нерухомих відносно статора координатах (a, b) опис АД отримаємо із системи рівнянь (1), прийнявши в ній $\omega_0 = 0$. Враховуючи вирази (2), (3), отримаємо рівняння (4), (5) для визначення оцінок потокозчеплень $\hat{\Psi}_{ra}$, $\hat{\Psi}_{rb}$ та рівняння (6), (7) для визначення оцінок струмів $\hat{I}_{sa}$, $\hat{I}_{sb}$ у вигляді

$$d\hat{\Psi}_{ra}/dt = L_m T_r^{-1} I_{sa} - T_r^{-1} \hat{\Psi}_{ra} - z_p \hat{\omega} \hat{\Psi}_{rb}; \quad (4)$$

$$d\hat{\Psi}_{rb}/dt = L_m T_r^{-1} I_{sb} - T_r^{-1} \hat{\Psi}_{rb} + z_p \hat{\omega} \hat{\Psi}_{ra}; \quad (5)$$

$$d\hat{I}_{sa}/dt = A U_{sa} - B I_{sa} + C \hat{\Psi}_{ra} + D z_p \hat{\omega} \hat{\Psi}_{rb}; \quad (6)$$

$$d\hat{I}_{sb}/dt = A U_{sb} - B I_{sb} + C \hat{\Psi}_{rb} - D z_p \hat{\omega} \hat{\Psi}_{ra}, \quad (7)$$

де $A = \frac{1}{\sigma L_s}$; $B = \frac{R_r L_m^2 + R_s L_r^2}{\sigma L_s L_r^2}$; $C = \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2}$; $D = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$; $\hat{\omega}$ – оцінка швидкості ротора. Помилка спостерігача e_o визначається за виразом [6]

$$e_o = (I_{sa} - \hat{I}_{sa}) \hat{\Psi}_{rb} - (I_{sb} - \hat{I}_{sb}) \hat{\Psi}_{ra}. \quad (8)$$

Для задачі адаптування в спостерігачі зазвичай застосовується пропорційно-інтегральний (ПІ) алгоритм, опис якого має вигляд

$$\hat{\omega}(t) = k_p e_o(t) + k_i \int_0^t e_o(t) dt, \quad (9)$$

де k_p, k_i – коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної складових відповідно.

На основі виразів (4)...(9) побудована структурна схема спостерігача швидкості (СШ) ротора, яка зображена на рис. 1. Спостерігач являє собою АСЕМ, де роль еталонної моделі відіграє власне АД, налаштовувана модель функціонує згідно з рівняннями (4), (5) та (6), (7), а у механізмі адаптування використовується ПІ-алгоритм (9).

Якщо рухомі координати (d, q) зорієнтовані за вектором потокозчеплення ротора, що математично виражається у вигляді умов $\Psi_{rq} = 0$, $d\Psi_{rq}/dt = 0$, $\Psi_{rd} = |\bar{\Psi}_r|$, то швидкість координат визначатиметься як $\omega_0 = z_p \omega + K_r R_r I_q / \Psi_r$, де $\Psi_r \equiv |\bar{\Psi}_r|$, $I_q \equiv I_{sq}$ (нижче, для спрощення, індекс "s" в компонентах вектора струму опускаємо), то з (1)...(3) отримаємо широко відомий опис АД, на основі якого будуються системи векторного керування [5].

шляхом прямого компенсування внутрішніх перехресних зв'язків, наявних між цими каналами [5].

Дослідження властивостей бездавачевої САК АД електромобіля. Проведемо дослідження якості функціонування побудованої вище бездавачевої САК АД шляхом моделювання. При складанні сценаріїв виконуваних дослідів необхідно відтворити технологічні особливості роботи тягового привода електромобіля. Зокрема, треба оцінити якість функціонування системи на низьких швидкостях, включаючи нульову, на близьких до номінальної швидкостях (середні швидкості), а також у зоні вищих за номінальну швидкостей при ослабленні поля АД (високі швидкості). Діапазон змін навантажень у дослідженні має бути від нуля до номінального. Також слід перевірити роботу системи як у русійному, так і в гальмівному рекуперативному режимах двигуна, при збільшенні та зменшенні завдання швидкості за лінійною залежністю від часу, а також при реверсі.

Далі для числових досліджень використано типовий чотириполюсний АД потужністю 30 кВт. Номінальні дані двигуна подано у таблиці, де P – вихідна потужність, U , I – напруга та струм фази статора (діючі значення), f , N – частота живлення та швидкість вала.

Таблиця 1 – Номінальні дані АД

$P=30$ кВт	$U=220$ В	$I=56,8$ А
$f=50$ Гц	$N=1467$ об/хв	$\cos\varphi=0,88$
$J=0,69$ кг·см ²	$R_s = 0,1376$ Ом	$R_r = 0,0862$ Ом
$L_s = 43,14$ мГн	$L_r = 43,64$ мГн	$L_m = 41,83$ мГн

Модель бездавачевої САК АД електромобіля побудовано у середовищі Matlab/Simulink відповідно до наведеної на рис. 2 схеми. У моделі РШ, РП, РС_q, РС_d були ПІ-регуляторами зі стандартними налаштуваннями. Перший з них налаштований на симетричний оптимум, а останні три – на модульний оптимум [5]. У зоні ослаблення поля ФП змінює завдання потокозчеплення обер-

нено пропорційно до ω . У механізмі адаптування спостерігача коефіцієнти ПІ-алгоритму були задані $k_p = 0,5$, $k_i = 25$. Вони визначалися ітераційно шляхом підбору, виходячи із якості перехідного процесу швидкості двигуна.

У першому досліді, результати якого представлені на рис. 3, оцінювалися властивості бездавачевої САК АД в області низьких швидкостей двигуна. Сценарій цього дослідження полягав у тому, що із попередньо збудженим АД система на інтервалі часу $t = 2 \dots 5$ с відпрацьовувала завдання нульової швидкості $\omega^* = 0$, а на інтервалі $t = 6 \dots 9$ с відпрацьовувала завдання $\omega^* = 0,2$ в.о. (в.о. – відносні одиниці). У моменти часу $t = 3$ с та $t = 7$ с здійснювався стрибкоподібний накид навантаження двигуна від $M_L = 0$ до номінального $M_L = 1$ в.о., а в моменти часу $t = 4$ с та $t = 8$ с відбувався скид навантаження до нуля.

Аналізуючи наведені на рис. 3 криві, бачимо, що процеси керування стійкі, розходження між сигналами швидкості ω та її оцінки $\hat{\omega}$ не є значними. Потокова складова струму статора та модуль вектора потокозчеплення ротора Ψ_r підтримуються на номінальному рівні. Максимальне значення динамічної помилки швидкості $e_{\max} = |e(t)|_{\max} \approx 3,85$ рад/с, що становить 2,5 % від номінальної швидкості ω_n .

Другий дослід, результати якого представлені на рис. 4, мав на меті виявити властивості бездавачевої САК АД в області середніх швидкостей двигуна. Його сценарій був наступним. Спочатку АД збуджується і в момент часу $t = 1$ с накидається навантаження $M_L = 0,5$ в.о. На інтервалі часу $t = 2 \dots 6,5$ с завдання швидкості зростає за лінійним законом від нуля до 0,9 в.о., а потім протягом $t = 6,5 \dots 10$ с система відпрацьовує постійне завдання $\omega^* = 0,9$ в.о. На момент часу $t = 6,5$ с навантаження двигуна скидається до нуля, а в інтервалі $t = 8 \dots 9$ с прикладається від'ємний момент навантаження $M_L = -0,5$ в.о. і привод працює в режимі рекуперативного гальмування.

За наведеними на рис. 4 кривими можна зазначити, що на середніх швидкостях двигуна показники якості бездавачевої САК АД є задовільними. Максимальне значення динамічної помилки швидкості $e_{\max} \approx 1,6$ рад/с, що складає 1% від ω_n .

У третьому досліді, результати якого представлені на рис. 5, оцінювалися властивості бездавачевої САК АД в області високих швидкостей двигуна. Сценарій дослідження полягав у тому, що після збудження АД на інтервалі часу $t = 2 \dots 9,5$ с завдання швидкості збільшується за лінійним законом від нуля до 1,5 в.о., далі протягом $t = 9,5 \dots 12$ с завдання є постійним $\omega^* = 1,5$ в.о., потім на інтервалі $t = 12 \dots 20,5$ с завдання швидкості зменшується за лінійним законом до $-0,2$ в.о. і відбувається реверс швидкості приводу, а при $t = 20,5 \dots 21$ с завдання є постійним $\omega^* = -0,2$ в.о. Момент навантаження змінювався стрибкоподібно і протягом п'яти інтервалів часу мав такі значення: $t = 0 \dots 1,5$ с – $M_L = 0$; $t = 1,5 \dots 9,5$ с – $M_L = 0,3$ в.о.; $t = 9,5 \dots 10$ с – $M_L = 0$; $t = 10 \dots 11$ с – $M_L = -0,3$ в.о.; $t = 11 \dots 21$ с – $M_L = 0,3$ в.о. Отже, в зоні високих швидкостей поряд з рушійним режимом роботи двигуна було перевірено режим холостого ходу та рекуперативного гальмування (3- та 4-й інтервали часу відповідно).

Представлені на рис. 5 графіки дають змогу відмітити, що на високих швидкостях процеси керування стійкі, крива оцінки $\hat{\omega}$ практично повторює криву швидкості ω . Коли швидкість двигуна менша, ніж номінальна $|\omega| \leq \omega_n$, то модуль вектора потокозчеплення ротора Ψ_r підтримується на номінальному рівні, а при $|\omega| > \omega_n$ значення Ψ_r зменшується обернено пропорційно до ω . Напруга фази статора не перевищує номінального рівня. Максимальне значення динамічної помилки швидкості $e_{\max} \approx 2$ рад/с, що складає 1,3% від ω_n .

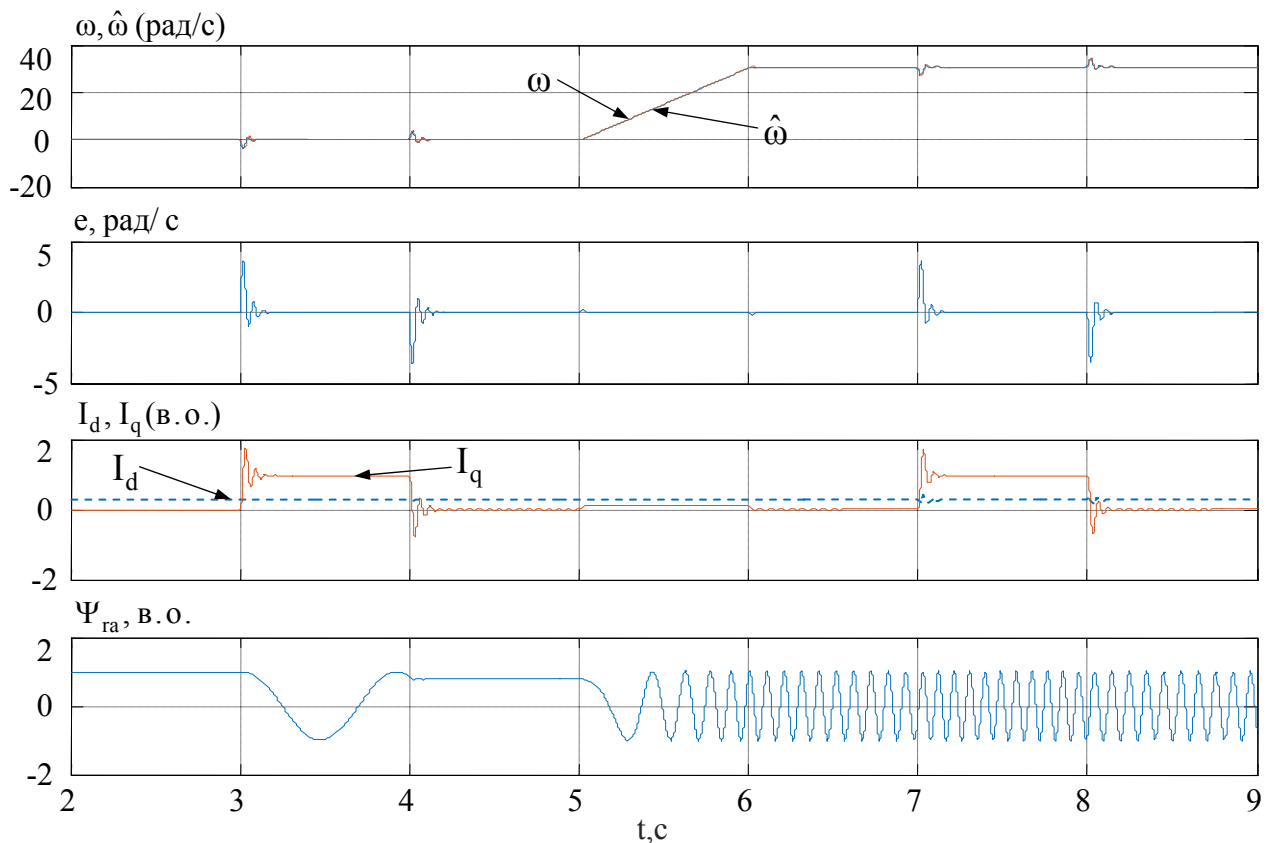


Рис. 3

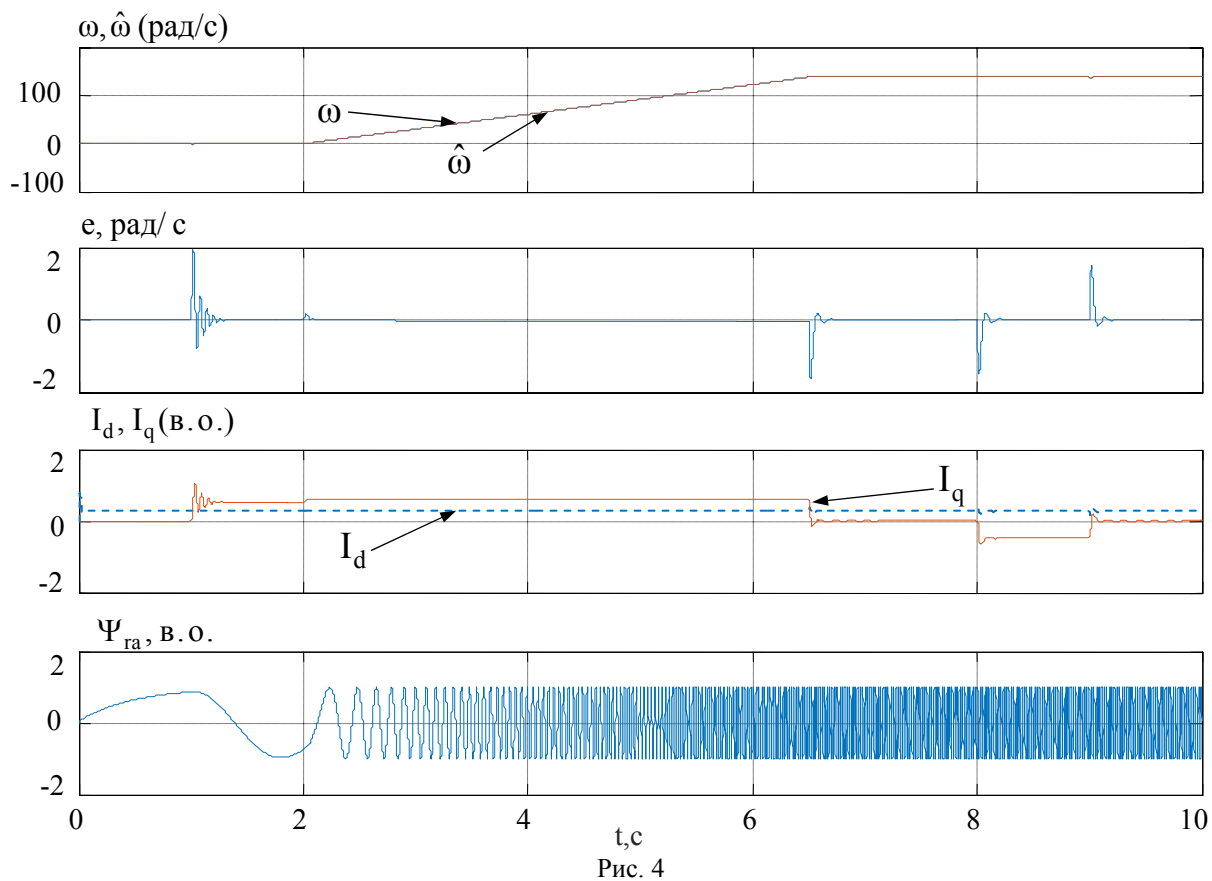


Рис. 4

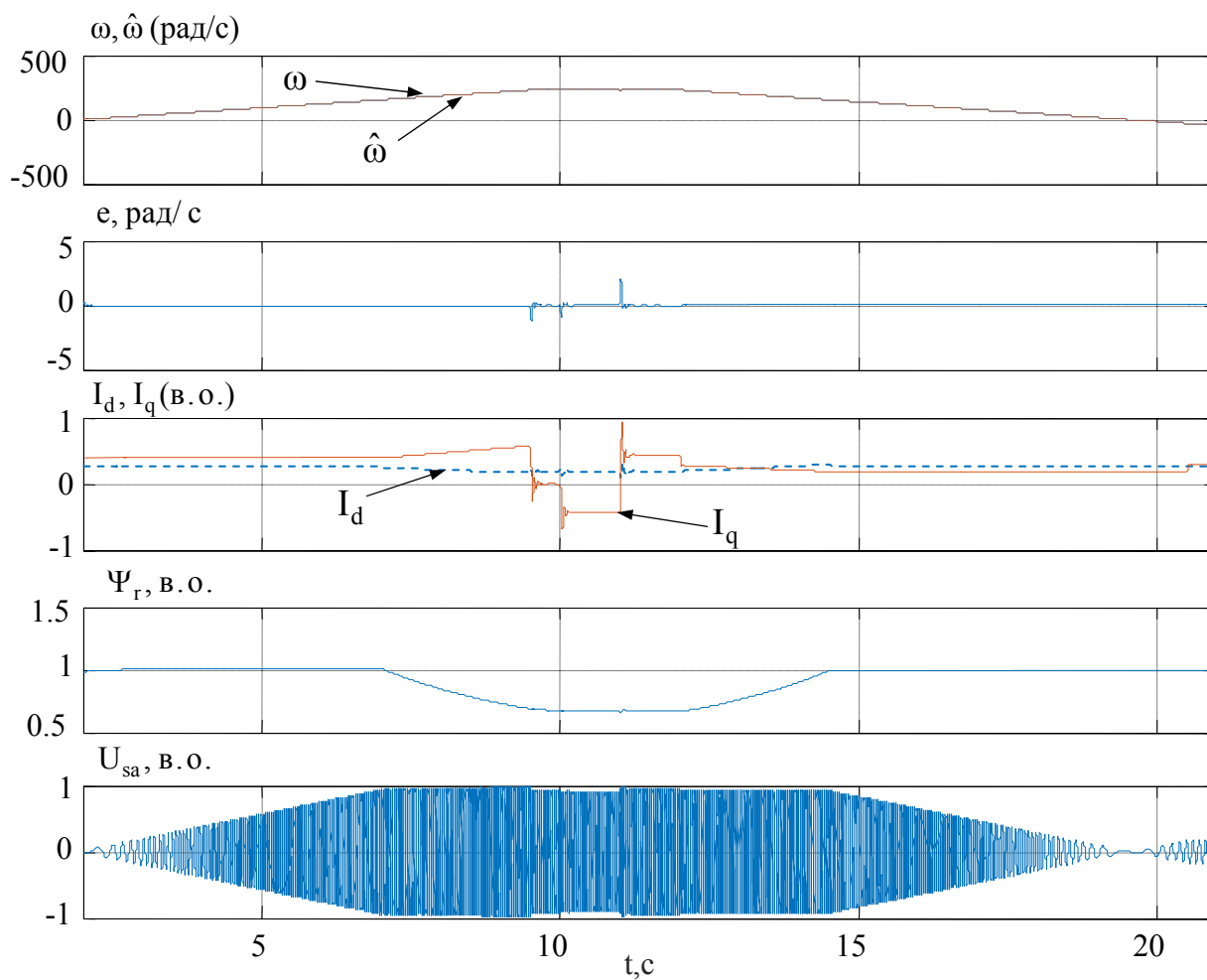


Рис. 5

Поліпшення показників бездавачевої САК АД електромобіля. Наведені результати дослідження бездавачевої САК АД електромобіля у цілому засвідчили її працездатність. З метою поліпшення властивостей системи було запропоновано удосконалити спостерігач швидкості, де замість традиційного ПІ-алгоритму механізму адаптування [3, 4, 6, 10], що описується (9), застосовано пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) алгоритм, що описується рівнянням

$$\hat{\omega}(t) = k_p e_o(t) + k_i \int_0^t e_o(t) dt + k_d \dot{e}_o(t), \quad (10)$$

де k_p, k_i, k_d – відповідно коефіцієнти підсилення пропорційної, інтегральної та диференціальної складових сигналу.

Для визначення показників розглянутої та удосконаленої бездавачевої САК АД було проведено досліди з математичними моделями обох систем. Щоб виявити «чистий» ефект від дії похідної помилки спостерігача у механізмі адаптування, коефіцієнти підсилення пропорційної та інтегральної складових в ПІ- та ПІД-алгоритмі СШ були встановлені однаковими. Їх значення були тими самими, що й раніше: $k_p = 0,5$, $k_i = 25$. Коефіцієнт підсилення диференціальної складової було вибрано $k_d = 0,06$. Досліди полягали у тому, що під час усталеного руху на швидкості $\omega = 0,1$ в.о. ненавантаженого двигуна в момент часу $t = 2,5$ с відбувався стрибкоподібний накид навантаження $M_L = 1$ в.о. Перехідні процеси компенсування накиду навантаження в бездавачевій САК АД з використанням у механізмі адаптування спостерігача ПІ-алгоритму зображені на рис. 6, а ПІД-алгоритму – на рис. 7.

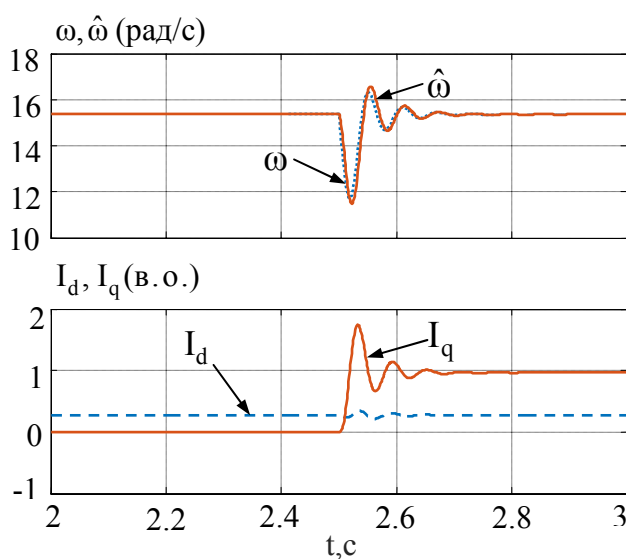


Рис. 6

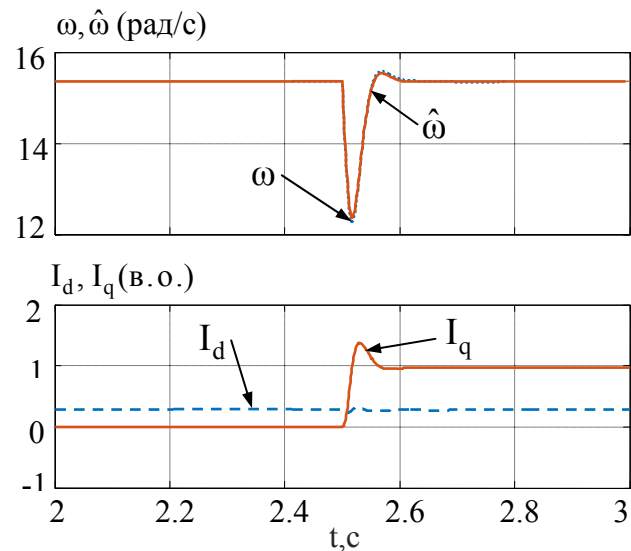


Рис. 7

Аналізуючи рис. 6, можна зазначити, що максимальне динамічне відхилення швидкості двигуна $\Delta\omega_{\max} = |\Delta\omega(t)|_{\max}$ при застосуванні в спостерігачі ПІ-алгоритму дорівнює $\Delta\omega_{\max, \text{ПІ}} = 3,64$ рад/с, а час компенсування системою збурення тут складає $t_{\kappa, \text{ПІ}} = 0,12$ с. У разі застосування в спостерігачі ПІД-алгоритму, як видно з рис. 7, $\Delta\omega_{\max, \text{ПІД}} = 3,08$ рад/с, а $t_{\kappa, \text{ПІД}} = 0,083$ с. У відсотках зменшення максимального динамічного відхилення керованої величини складає $(1 - \Delta\omega_{\max, \text{ПІД}} / \Delta\omega_{\max, \text{ПІ}}) \times 100\% \approx 15,4\%$, а зменшення часу компенсування збурення дорівнює $(1 - t_{\kappa, \text{ПІД}} / t_{\kappa, \text{ПІ}}) \times 100\% \approx 31\%$.

Варто також порівняти енергетичні властивості системи з алгоритмами, що розглядаються. Згідно з [1], в ідеалізованому АД електричні втрати потужності ΔP_q від компоненти I_q вектора струму статора можна обчислити як

$$\Delta P_q = 1,5 I_q^2 (R_s + K_r^2 R_r). \quad (11)$$

Втрати активної енергії в АД від компоненти I_q за інтервал часу $\Delta t \in (t_1, t_2)$ дорівнюватимуть

$$\Delta E_q = \int_{t_1}^{t_2} \Delta P_q(t) dt. \quad (12)$$

Прийнявши $t_1 = 2,5$ с, $t_2 = 2,5$ с + $t_{\kappa, \Pi}$, за (12) та (11) для зображеної на рис. 6 кривої $I_q(t)$ було отримано $\Delta E_{q, \Pi} = 270,2$ Дж, а для зображеної на рис. 7 – $\Delta E_{q, \Pi Д} = 247,8$ Дж. У відсотках зменшення втрат енергії складає $(1 - \Delta E_{q, \Pi Д} / \Delta E_{q, \Pi}) \times 100 \% \approx 8,3 \%$.

Таким чином, проведене дослідження засвідчило, що завдяки застосуванню в механізмі адаптування спостерігача ПІД-алгоритму, на відміну від традиційно використовуваного ПІ-алгоритму, в бездавачевій САК АД електромобіля істотно поліпшено показники якості керування та зменшено втрати енергії в перехідних процесах, що спричинені змінами навантаження двигуна.

Треба зазначити, що у проведених дослідженнях значення всіх параметрів моделі АД вважалися відомими і незмінними. Щодо впливу на властивості системи варіацій параметрів двигуна, то це важливе питання планується вивчити в одній з наступних праць.

Висновки. Виконано параметричний синтез системи бездавачевого векторного керування асинхронним тяговим приводом електромобіля зі спостерігачем швидкості двигуна, побудованого на основі струмової моделі АД за структурою адаптивної системи з еталонною моделлю. Дослідження математичної моделі системи засвідчили її працездатність у технологічно необхідних діапазонах швидкостей та навантажень тягового двигуна електромобіля як у рушійному, так і в гальмівному рекуперативному режимах роботи.

Для удосконалення системи запропоновано в механізмі адаптування спостерігача замість традиційного алгоритму першого порядку (ПІ-алгоритм) застосувати алгоритм другого порядку (ПІД-алгоритм). Завдяки цьому в бездавачевій САК АД істотно поліпшено показники якості керування та зменшено втрати енергії у перехідних процесах компенсування змін навантаження двигуна. Зокрема, динамічне відхилення швидкості, час компенсування збурення та втрати енергії зменшилися відповідно на 15,4; 31 і 8,3 %.

1. Приймак Б.І. Моделі втрат потужності у керованій асинхронній машині для задач енергозбереження. *Технічна електродинаміка*. 2005. № 1. С. 29–38.
2. Gadoue S.M., Giaouris D., Finch J.W. Sensorless control of induction motor drives at very low and zero speeds using neural network flux observers. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 2009. Vol. 56, No. 8. P. 3029–3039.
3. Kubota H., Matsuse K. Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation. *IEEE Trans. Ind. Applicat.* 1994. Vol. 30, No 5. P. 1219–1224.
4. Maiti S., Chakraborty C., Hori Y., Ta M.C. Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 2008. Vol. 55, No. 2. P. 594–601.
5. Novotny D.W., Lipo T.A. Vector control and dynamics of AC drives, Oxford: Clarendon press. 2005. 440 p.
6. Orłowska-Kowalska T., Dybkowski M. Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction Motor Drive. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 2010. Vol. 57, No. 4. P. 1296–1308.
7. Salvatore L., Stasi S., Cupertino F. Improved rotor speed estimation using two Kalman filter-based algorithms. *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*. 2001. P. 125–132.
8. Shi K.L., Chan T.F., Wong Y.K., Ho S.L. Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended Kalman filter. *IEEE Trans. Ind. Elec.* 2002. Vol. 49, No. 1. P. 124–133.
9. Sun X., Chen L., Yang Z., Zhu H. Speed-sensorless vector control of a bearingless induction motor with artificial neural network inverse speed observer. *IEEE/ASME Trans. Mechatr.* 2013. Vol. 18, No. 4. P. 1357–1366.
10. Vasic V., Vukosavic S.N., Levi E. A stator resistance estimation scheme for speed sensorless rotor flux oriented induction motor drives. *IEEE Trans. Energy Conversion*. Dec. 2003. Vol. 18, No.4. P. 476–483.

УДК 62-52 : 621.313.33

Б.И. Приймак, канд. техн. наук, **Н.Д. Красношапка**, канд. техн. наук, **Ф. Лозада**, **О.О. Долганов**

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт им. Игоря Сикорского",
пр. Победы, 37, Киев-56, 03056, Украина

Динамические свойства системы бездатчикового векторного управления асинхронным приводом электромобиля

Выполнен параметрический синтез системы бездатчикового векторного управления асинхронным двигателем (АД) электромобиля с наблюдателем скорости ротора, построенным по структуре адаптивной системы с эталонной моделью. Путем математического моделирования исследованы динамические свойства синтезированной системы в режимах работы, характерных для тягового привода электромобиля. Для усовершенствования системы модернизирован алгоритм механизма адаптации наблюдателя скорости. Благодаря этому в системе бездатчикового управления АД улучшены показатели качества и уменьшены потери энергии в переходных процессах, вызванных изменениями нагрузки двигателя. Библ. 10, рис. 7, таблица.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, бездатчиковый привод, векторное управление, наблюдатель скорости, электромобиль.

B. Pryymak, N. Krasnoshapka, F. Lozada, O. Dolganov

National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",
Peremohy, 37, Kyiv-56, 03056, Ukraine

Dynamic properties of the sensorless vector control system of induction motor drive of electric vehicle

The parametric synthesis of the sensorless vector control system of an induction motor (IM) of electric vehicle with the rotor speed observer, which is constructed according to the structure of the model reference adaptive system, is made. Through mathematical modeling, the dynamical properties of the synthesized system in operating modes, which are characteristic for a traction drive of an electric vehicle, are investigated. To improve the system, an algorithm for the speed observer adaptation mechanism has been upgraded. Due to this, in the sensorless control system of IM improved quality and reduced energy losses in transient processes caused by changes in motor load. References 10, figures 7, table.

Key words: induction motor, sensorless drive, vector control, speed observer, electric vehicle.

Надійшла 16.02.2018

Received 16.02.2018

ТЕХНОЛОГІЧНЕ ЕЛЕКТРООБЛАДНАННЯ

УДК 621.365.5

ДОСЛІДЖЕННЯ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З'ЄДНАНИХ З НАТЯГОМ МЕТАЛЕВИХ 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

Запропоновано математичну модель для чисельного дослідження електромагнітних, теплових і механічних процесів при індукційному нагріванні посаджених з натягом металевих деталей. Електромагнітний процес у моделі описано диференціальними рівняннями відносно комплексного векторного магнітного потенціалу при заданій напрузі, що дає змогу безпосередньо узгоджувати індукційну систему з джерелом живлення. Теплову задачу сформульовано у вигляді нестационарного рівняння теплопровідності з внутрішніми джерелами тепла від вихрових струмів, наведених у матеріалі деталей. Внутрішньо механічний процес представлено диференціальним рівнянням механічної рівноваги, розв'язання якого дає можливість визначити термомеханічні напруження і деформації при нагріванні. На прикладі демонтажу алюмінієвих дисків зі сталеної ступиці опорного котка гусеничного транспортного засобу досліджено термомеханічний процес при нагріванні деталей за допомогою запропонованої електромагнітної системи, що складається із двох котушок та спільного магнітного проводу. Бібл. 11, рис. 4, таблиця.

Ключові слова: індукційне нагрівання, математична модель, мультифізичне моделювання, електромагнітна система, демонтаж посаджених з натягом металевих деталей.

Вступ. Індукційне нагрівання металевих матеріалів останнім часом набуває все більш широкого застосування. В першу чергу це зумовлено достатньо високою ефективністю такого типу нагрівання, оскільки джерела тепла знаходяться у самому металі, можливістю реалізації вибіркового (місцевого) нагрівання, простотою керування процесом з реалізацією автоматичного керування, задовільною екологією, можливістю досягнення за необхідності високошвидкісного нагрівання металу. Індукційне нагрівання використовують для паяння і зварювання, для пластичної деформації (ковка, штамповка, прокатка, пресування, волочіння), для термообробки деталей і заготовок (гартування, відпуск, нормалізація), для нагрівання деталей у процесі ремонту промислового і транспортного обладнання тощо. Нагріванню підлягають деталі, які виготовлені як з феромагнітного, так і неферомагнітного металевих матеріалу [1].

Високочастотне індукційне нагрівання є одним із найбільш ефективних засобів проведення операцій по монтажу і демонтажу вузлів і деталей, з'єднаних шляхом гарячої (напруженої) посадки (посадки з натягом). Такі посадки давно увійшли у практику машинобудування. Вони мають важливе значення при вирішенні цілого ряду технічних питань. Їх застосовують у машино- й верстатобудуванні, на залізниці, гусеничному транспорті цивільного і військового призначення та в інших галузях техніки. Суть гарячої посадки полягає у тому, що на вал насаджують деталь з діаметром отвору, меншим ніж діаметр вала. Її нагрівають до температури 200...400 °С для збільшення діаметра отвору шляхом температурного розширення металу і встановлюють у нагрітому стані на вал. Після охолодження деталі виникає міцне з'єднання, що витримує необхідні робочі зусилля. Різниця між діаметрами деталі й вала у холодному стані (натяг) становить від часток міліметра до декількох міліметрів.

Зазор між валом і нагрітою деталлю при посадці зазвичай не перевищує 1...2 мм [2].

Як правило, індукційне нагрівання з метою демонтажу деталей є більш складною технологічною операцією, ніж нагрівання під посадку. В останньому випадку досить лише окремо нагріти зовнішню деталь до встановленої температури, а при демонтажі необхідно в процесі нагрівання зовнішньої деталі обмежити істотне нагрівання внутрішньої. У багатьох випадках ця задача до того ж ускладнюється обмеженими можливостями просторового розміщення індуктора. Саме тому при демонтажі деталей з натягом можуть бути ефективно використані особливості високочастотного індукційного нагрівання, що проявляються в локалізованому виділенні теплоти у поверхневому шарі деталей.

За допомогою індукційного нагрівання не завжди вдається роз'єднати деталі, іноді можливе лише зменшення їх напруженого стану, що дає змогу знизити зусилля преса, який використовується для роз'єднання (розпресування) деталей. У разі неправильно спроектованої індукційної системи можна отримати зворотну ситуацію, тобто одержати збільшення зусилля преса. Ось чому особливої уваги при розробленні такого обладнання заслуговує саме індукційна система (індуктор), яка призначена для передачі енергії від джерела живлення в деталь, що нагрівається [3, 4]. Вибір конструкції індуктора у кожному конкретному випадку проводиться з урахуванням технологічних обмежень ведення процесу нагрівання (за їх наявності), конструктивних особливостей деталей, можливої умови прямого вмикання індуктора до перетворювача (без узгоджувального трансформатора), функціональних можливостей джерела живлення.

Під технологічними обмеженнями ведення процесу індукційного нагрівання зазвичай мається на увазі неприпустимість значного перегрівання деталей для забезпечення збереження кристалічної структури та відповідно механічних властивостей металевих матеріалів, а також обмеження допустимих термічних напружень у процесі нагрівання значеннями, що не призводять до руйнування деталі.

Вибір типу електромагнітної системи та геометрії індуктора головним чином визначає конструкція деталі, що підлягає демонтажу. На практиці зустрічаються задачі знімання (роз'єднання) деталей складної конфігурації, причому підведення індуктора до деталі найчастіше можливе лише в обмеженій області. Наприклад, у разі розформування колісних пар вантажних вагонів розташувати індуктор можна лише із зовнішнього боку [5].

Однією з основних задач, що виникають при розробленні індукційних систем для високочастотного нагрівання, є вибір оптимальної для того чи іншого технологічного процесу частоти струму живлення. Ця частота, як відомо, залежить від фізичних властивостей матеріалу деталі, що підлягає нагріванню, а саме: питомої електропровідності й магнітної проникності, її геометричних розмірів, а також від заданих умов нагрівання (швидкості нагрівання, глибини прогрівання металу тощо).

Такі системи у своєму складі, окрім котушки, можуть мати феромагнітне осердя (магнітопровід), яке дає змогу сконцентрувати магнітний потік та збільшити індуктивний зв'язок між котушкою і деталлю, що нагрівається. Принагідно зазначити, що у випадку нагрівання феромагнітної деталі (до точки Кюрі) вона може одночасно служити одним із складових елементів осердя індуктора.

У цьому випадку вибір конструкції індукційних систем проводився за умови їх живлення від спеціально створеного в Інституті електродинаміки НАН України для цих цілей багатофункціонального джерела живлення – енергозберігаючої електротермічної установки ЕТУ-250 [6]. Установка ЕТУ-250 – це напівпровідниковий перетворювач частоти, побудований на основі однофазного високочастотного інвертора напруги з незалежним керуванням, який виконано на сучасній елементній базі (інтелектуальних IGBT – модулях), що забезпечує можливість оптимального живлення різноманітних навантажень, зокрема дозволяє забезпечити автоматичну підтримку на заданому рівні параметрів електротермічного процесу та відповідно параметричну стабілізацію вихідної потужності. Функціональні можливості цієї установки при використанні її як джерела високочастотного нагрівання визначаються такими технічними характеристиками: максимальна повна вихідна потужність – 250 кВА, вихідна

частота – (0,5...30) кГц; вихідна напруга (не регулюється) – 600 В; максимальний струм – 1200 А. Напруга і струм тут представлені амплітудними значеннями їх перших гармонік. Пряме узгодження індукційної системи з перетворювачем ЕТУ-250 за напругою забезпечувалося вибором відповідної кількості витків індуктора.

Нагрівання деталей у загальному випадку призводить до виникнення у них механічних напружень (які ще називають термічними напруженнями), під дією яких виникають деформації та зміщення деталі. У випадку рівномірного нагрівання циліндричної деталі з отвором, її розширення внаслідок нагрівання достатньо просто можна оцінити за формулою [2]

$$\Delta T = \frac{\Delta D}{\alpha \cdot D}, \quad (1)$$

де ΔT – температура нагрівання деталі; D – діаметр отвору деталі при температурі 20 °С; ΔD – необхідне збільшення діаметра отвору при нагріванні; α – коефіцієнт лінійного розширення металу.

При індукційному нагріванні деталі її температурне поле нерівномірне як у процесі нагрівання, так і під час проведення операцій монтажу і демонтажу. При цьому для досягнення необхідного розширення середня температура деталі, а отже, і тепловміст, мають бути більшими, ніж при рівномірному нагріванні із-за внутрішніх механічних напружень і деформацій. У цьому випадку значення температури, отримане за формулою (1), буде оцінкою знизу. Окрім того, при знятті деталі з посадки до моменту втрати контакту між деталлю і валом відбувається передача тепла до валу, що призводить до його розширення. У цьому випадку оцінка (1) є мінімальною різницею температур між валом і деталлю (у випадку однакових коефіцієнтів лінійного розширення матеріалів деталі й вала).

Більш точні оцінки досягнення необхідних деформацій при заданих обмеженнях на температуру нагрівання може дати комп'ютерне мультифізичне моделювання – чисельне розв'язування взаємопов'язаних електромагнітних, теплових і механічних (деформаційних) задач при точному заданні форми та властивостей деталі й індуктора [7].

Метою цієї роботи є дослідження фізичних процесів при індукційному нагріванні металевих деталей, з'єднаних між собою з натягом, а також визначення параметрів електромагнітних індукційних систем, які за рахунок нагрівання знімають цей натяг, забезпечуючи таким чином можливість подальшого роз'єднання (демонтаж) зазначених деталей.

Математична модель фізичних процесів в електромагнітній системі індукційного нагрівання. Будемо розглядати індукційну систему циліндричної (осесиметричної) форми, яка в загальному плані включає в себе індуктор (катушку), шихтоване феромагнітне осердя (магнітопровід) і металеву деталь, що підлягає нагріванню. Деталей може бути декілька (як зв'язаних, так і незв'язаних між собою), які в свою чергу можуть бути виконані із феромагнітного або неферомагнітного (немагнітного) матеріалу.

Електромагнітна задача. Вважається, що індукційна система живиться від джерела заданої синусоїдної напруги $\dot{U}$. Враховуючи циліндричну форму системи, електромагнітний процес у ній можна описати диференціальними рівняннями відносно комплексного векторного магнітного потенціалу $\dot{A}(0, A_\phi, 0)$ і струму в індукторі $\dot{I}$ у циліндричній системі координат (r, ϕ, z) [7, 8].

Рівняння для векторного потенціалу:

$$j\omega\sigma\dot{A} + \nabla \times ((\mu_0\mu(H))^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0 \quad \text{в області деталі;} \quad (2)$$

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{A}) = \frac{\dot{I}_w}{S} \quad \text{в області індуктора;} \quad (3)$$

$$\nabla \times ((\mu_0\mu_{Fe})^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0 \quad \text{в області магнітопроводу;} \quad (4)$$

$$\nabla \times (\mu_0^{-1} \nabla \times \dot{A}) = 0 \quad \text{у навколишній області,} \quad (5)$$

де ω – кругова частота; σ – питома електропровідність; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м, μ_{Fe} – відносна магнітна проникність магнітопроводу; $\mu(H)$ – залежність відносної магнітної проникності від

напруженості магнітного поля (для феромагнітної деталі); w – число витків індуктора; S – площа поперечного перерізу індуктора.

Рівняння балансу напруги запишемо як

$$\dot{U} = \dot{I}R_{AC} + j\omega\dot{\Psi}, \quad (6)$$

де $\dot{\Psi} = \frac{w}{S} \int_S 2\pi r \dot{A}_\phi dS$ – потокозчеплення індуктора; R_{AC} – активний опір індуктора. Звідси струм індуктора в рівнянні (3) задається не явно, а через значення напруги джерела живлення та кількість витків котушки індуктора: $\dot{I} = (\dot{U} - j\omega\dot{\Psi}) / R_{AC}$.

У цих рівняннях значення питомої електропровідності σ та відносної магнітної проникності μ приймалися незалежними від температури (середніми за час нагрівання).

Залежність $\mu(H)$ для заданого феромагнітного матеріалу деталі представлялась нелінійною кривою намагніченості $B(H)$, яка в свою чергу інтерполювалась ефективною залежністю $B_{\text{ef}}(H)$ відповідно до [9]. Використання ефективної кривої намагніченості дає змогу, не вдаючись до розрахунків нестационарних процесів, які потребують великих розрахункових ресурсів, обчислювати електромагнітне поле для систем з нелінійним феромагнітним матеріалом у частотній області.

Граничними умовами для електромагнітної задачі були умова симетрії на осі та умова магнітної ізоляції на зовнішніх границях ($\dot{A} = 0$).

Теплова задача. Теплова задача розв'язувалася для деталі (деталей) відносно невідомого розподілу температури T відповідно до наступного рівняння:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - \nabla \cdot \lambda \nabla T = Q, \quad (7)$$

де ρ , C_p , λ – густина, питома теплоємність і теплопровідність матеріалу деталі (середні за час нагрівання); Q – середня за період питома потужність внутрішніх джерел тепла в деталі, яка визначається формулою

$$Q = \frac{1}{2} \frac{\dot{J} \cdot \dot{J}^*}{\sigma} = \frac{1}{2} \cdot \omega^2 \sigma (\dot{A}_\phi \dot{A}_\phi^*), \quad (8)$$

де $\dot{J} = -j\omega\sigma\dot{A}_\phi$ – густина наведеного (вихрового) струму; $\dot{A}_\phi^*$ – комплексно-спряжена величина магнітного потенціалу.

Для теплової задачі приймалась гранична умова Неймана $\frac{\partial T}{\partial r} = 0$ на осі симетрії, а на зовнішній (вільній) поверхні деталі задавалися умови конвективного та променевого теплообміну з навколишнім середовищем

$$\lambda \frac{\partial T}{\partial n} = k(T - T_0) + \xi \sigma_B (T^4 - T_0^4), \quad (9)$$

де k – коефіцієнт тепловіддачі; ξ – відносна випромінювальна здатність поверхні; $\sigma_B = 5,67 \cdot 10^{-8}$ Вт/(м²К⁴) – постійна Стефана-Больцмана; T_0 – температура навколишнього середовища; n – вектор зовнішньої нормалі до поверхні.

Для внутрішньої поверхні між з'єднаними з натягом деталями задавалась гранична умова контактного теплообміну. Початковою температурою деталей вважалась температура навколишнього середовища T_0 .

Механічна задача. Диференціальне рівняння, що описує внутрішню механіку деформації твердого тіла в нестационарному режимі, як відомо, має такий вигляд:

$$\rho \frac{\partial^2 \mathbf{u}}{\partial t^2} - \nabla \cdot \sigma_M = \mathbf{F}. \quad (10)$$

Тут $\mathbf{F}$ – вектор густини об'ємної сили; ρ – густина тіла; $\mathbf{u} = (u, w)$ – вектор зміщень (u і w – складові вектора за координатами r і z відповідно); σ_M – тензор механічних напружень, який має у своєму складі нормальні напруження σ_{Mr} , $\sigma_{M\phi}$, σ_{Mz} та напруження зсуву σ_{Mrz} .

Коли механічна задача розв'язується спільно з тепловою, то з урахуванням теплового розширення матеріалу тензор механічних напружень σ_M виражається через тензор деформації ε_M таким чином [7]:

$$\sigma_M = D(\varepsilon_M - \varepsilon_{M0} - \varepsilon_T) + \sigma_{M0}, \quad (11)$$

де σ_{M0} і ε_{M0} – початкові напруження і деформації; ε_T – деформація внаслідок температурного напруження; D – матриця жорсткості, яка визначається з врахуванням пружних властивостей матеріалу – модуля Юнга E і коефіцієнта Пуассона ν .

Деформація ε_T для металевих матеріалів розраховується як

$$\varepsilon_T = [\varepsilon_{Mr}, \varepsilon_{M\phi}, \varepsilon_{Mz}, \varepsilon_{Mrz}]^T - [\alpha, \alpha, \alpha, 0]^T \cdot (T - T_0), \quad (12)$$

де α – коефіцієнт лінійного теплового розширення матеріалу; T_0 – початкове значення температури; $T = T(r, z)$ – температура матеріалу деталі, яка визначається із рішення теплової задачі. У цьому виразі компоненти лінійної деформації

$$\varepsilon_{Mr} = \frac{\partial u}{\partial r}, \quad \varepsilon_{M\phi} = \frac{u}{r}, \quad \varepsilon_{Mz} = \frac{\partial w}{\partial z},$$

а деформація зсуву

$$\varepsilon_{Mrz} = \frac{1}{2} \left(\frac{\partial u}{\partial z} + \frac{\partial w}{\partial r} \right).$$

При розв'язанні механічної задачі приймалися наступні граничні умови: $\mathbf{u} = 0$ – умова на закріплених границях твердого тіла (деталі); $\mathbf{n} \cdot \mathbf{u} = 0$ – умова на осі симетрії; $\sigma_M = 0$ – умова на вільних від зовнішніх навантажень і силових факторів границях.

Пов'язані задачі розрахунку електромагнітного поля, температурного поля та напружено-деформованого стану металевих деталей (деталей) розв'язувалися методом скінченних елементів за допомогою комп'ютерної програми Comsol Multiphysics [10]. Алгоритм розрахунку приймався наступним. Спочатку розв'язувалася стаціонарна електромагнітна задача, в результаті чого визначалися внутрішні джерела тепла в деталі та електромагнітні параметри індукційної системи нагрівання. Після цього сумісно розв'язувалися нестационарні теплова і механічна задачі, що дало можливість у кінцевому рахунку визначити відносне зміщення деталей у процесі нагрівання.

Далі на конкретному прикладі демонтажу металевих деталей розглянемо можливість використання наведеної вище розрахункової моделі.

Моделювання індукційного нагрівання з'єднаних з натягом металевих деталей.

Розглянемо застосування індукційного нагрівання в ремонтних операціях на прикладі демонтажу дисків з алюмінієвого сплаву (сплав АК6) зі сталюї ступиці (стал 25ЛШ) опорного котка гусеничного транспортного засобу. На рис. 1 представлено зовнішній вигляд одного з варіантів такого котка з гумовою амортизацією. Конструкція котка включає два однакових алюмінієвих диски зі сталюми ребордами, які закріплено підпружиненими стопорними шайбами. Основні розміри опорного котка з алюмінієвими дисками, які з натягом у 0,1 мм насаджено на сталю ступицю, представлено на рис. 2. Цифрами на цьому рисунку позначено: 1 і 6 – гума; 2 – зовнішній диск; 3 – реборда; 4 – стопорна шайба; 5 – внутрішній диск; 7 – ступиця.

Додатково після посадки з натягом диски на ступиці стягуються між собою болтами. Тому демонтаж дисків шляхом індукційного нагрівання можливий лише після знімання котка з осі та розкручування болтів.

Слід зазначити, що на відміну від феромагнітних деталей індукційне нагрівання кольорових металів, зокрема алюмінієвих сплавів, є більш складним з точки зору можливості введення в них значних потужностей для нагрівання. З іншого боку, інтенсивність нагрівання нерідко обмежується гранично допустимим перепадом температури в поперечному перерізі деталі. Зокрема, для сплаву АК6 таким вважається перепад температури у 40 °C [11].

Аналізуючи конструкцію представленого опорного котка, можна дійти висновку, що варіант розміщення індуктора між дисками для їх одночасного нагрівання є доволі складним



Рис. 1

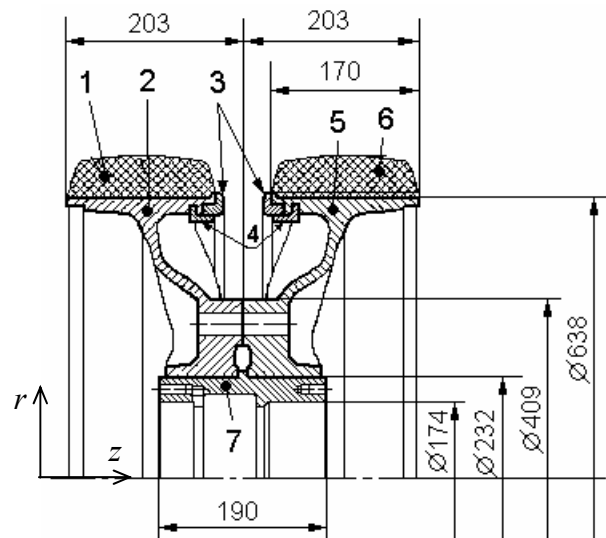


Рис. 2

у реалізації. Він потребує або намотування багатовиткового безкаркасного індуктора гнучким проводом (що досить непросто), або створення складної конструкції роз'ємного індуктора. Тож був прийнятий варіант з почерговим зняттям дисків зі ступиці при боковому зовнішньому розташуванні індуктора.

Намагання створити індуктор у вигляді котушки з криволінійним профілем поперечного перерізу, що прилягає до диска, окрім складної конструкції призвели (як показали попередні розрахунки) ще й до значного перегрівання диска в найбільш тонкій його частині. Тому було прийнято рішення виконати індуктор у вигляді двох окремих котушок, перша з яких (внутрішня) розміщується ближче до ступиці, друга (зовнішня) – ближче до обода диска. Такий підхід дає можливість значною мірою вирівняти розподіл температури в поперечному перерізі диска. Для підвищення енергетичних показників індукційного нагрівання та концентрації магнітного потоку в зоні диска з метою зменшення нагрівання ступиці запропоновано використати шихтований феромагнітний магнітопровід.

Розрахункову область мультифізичної задачі представлено на рис. 3, де через $\Omega 1$ позначено область, яку займає диск, область $\Omega 2$ відноситься до ступиці, область $\Omega 3$ займає індуктор з внутрішньою і зовнішньою котушками, область $\Omega 4$ – це магнітопровід, а $\Omega 5$ – навколишнє середовище (реборда і стопорна шайба котка не розглядалися). Магнітопровід запропоновано виконати у вигляді шести окремих пакетів так, щоб внутрішні їх стрижні можна було вставити у заглиблення диска для стяжних болтів (див. рис. 1). Розрахункова сітка для чисельного розв'язання мультифізичної задачі також зображена на рис. 3.

Розрахунок електромагнітної задачі виконувався при заданій напрузі з амплітудним значенням 600 В. Котушки вважалися з'єднаними послідовно. У тепловій задачі у першому наближенні контакт між ступицею та диском у процесі індукційного нагрівання приймався ідеальним, термічний опір між ними не враховувався. Втратами тепла з поверхні нехтували.

У механічній задачі початкові напруження σ_{m0} умовно вважалися відсутніми, а тому сумісний розрахунок нестационарних теплової і механічної задач проводився в часі до появи проміжку Δ між деталями величиною у 0,2 мм,

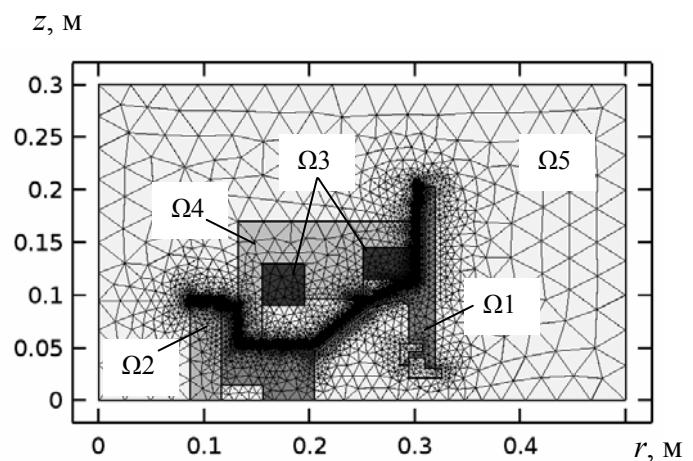


Рис. 3

з якої умовно 0,1 мм означав натяг, а ще 0,1 мм – реальний зазор, необхідний для вільного роз'єднання деталей.

У процесі розрахунків варіювалась кількість витків кожної котушки. За мету ставилося досягнення якнайшвидшого достатнього для демонтажу диска нагрівання при допустимому (приблизно до 40 °С) перепаді температури в поперечному перерізі диска.

В таблиці представлено основні розрахункові показники індукційного нагрівання алюмінієвого диска опорного котка залежно від кількості та співвідношення витків внутрішньої (w_1) та зовнішньої (w_2) котушок. Представлені результати одержано для максимального струму установки ЕТУ-250, тобто 1200 А. Для такого струму котушки пропонується виконати водоохолоджуваними. В розрахунках приймалося, що вони виготовлені з мідної трубки зовнішнім діаметром 12 мм і товщиною стінки 1,5 мм.

№	w_1	w_2	f , Гц	$P_{\text{дис}}$, кВт	$P_{\text{кот}}$, кВт	$t_{\text{нагр}}$, с	T_{max} , °С	ΔT , °С	η , %	$\cos\phi$
1	8	5	820	11,19	4,16	344	150	52	72,9	0,043
2	8	6	773	12,74	4,58	336	157	58	73,6	0,048
3	8	7	725	14,41	4,97	328	176	77	74,3	0,054
4	9	6	635	12,91	4,81	312	155	46	72,9	0,049
5	9	7	600	14,51	5,24	306	164	56	73,5	0,055
6	9	8	565	16,20	5,64	300	184	76	74,1	0,061
7	10	7	503	14,70	5,50	286	162	46	72,8	0,056
8	10	8	477	16,31	5,93	282	171	57	73,3	0,062
9	10	9	451	18,02	6,34	276	190	76	74,0	0,068

У цій таблиці для дев'яти варіантів виконання індуктора наведено розрахункові значення частоти живлення f , потужності тепла, що виділяється у диску $P_{\text{дис}}$ і в обох котушках індуктора $P_{\text{кот}}$, час нагрівання $t_{\text{нагр}}$, за який досягається необхідне значення зазору Δ між деталями, максимальні значення температури у тілі диска T_{max} і максимальний перепад температури ΔT , а також ККД електромагнітної системи η та її коефіцієнт потужності $\cos\phi$.

Аналізуючи представлені в таблиці результати, перш за все слід звернути увагу на досить низький коефіцієнт потужності $\cos\phi$ системи, який навіть за наявності шихтованого феромагнітного магнітопроводу сягає значень 0,043...0,068. Більші значення коефіцієнта потужності отримано при менших частотах. Зі збільшенням загальної кількості витків потужність нагрівання підвищується, а робоча частота знижується, виходячи за межі допустимих частот перетворювача ЕТУ-250.

Серед розглянутих варіантів найменший перепад температури по тілу диска у 46 °С забезпечують варіанти № 4 і № 7 з кількістю витків внутрішньої та зовнішньої котушок відповідно 9 і 6 та 10 і 7. Незважаючи на деякі переваги варіанта № 7, а саме більш високі швидкості нагрівання та коефіцієнт потужності, з конструктивних міркувань, виходячи з жорсткості конструкції котушок після бандажування, перевагу слід надати варіанту № 4. У цьому випадку внутрішня котушка індуктора намотана мідною трубкою у три шари по три витки, а

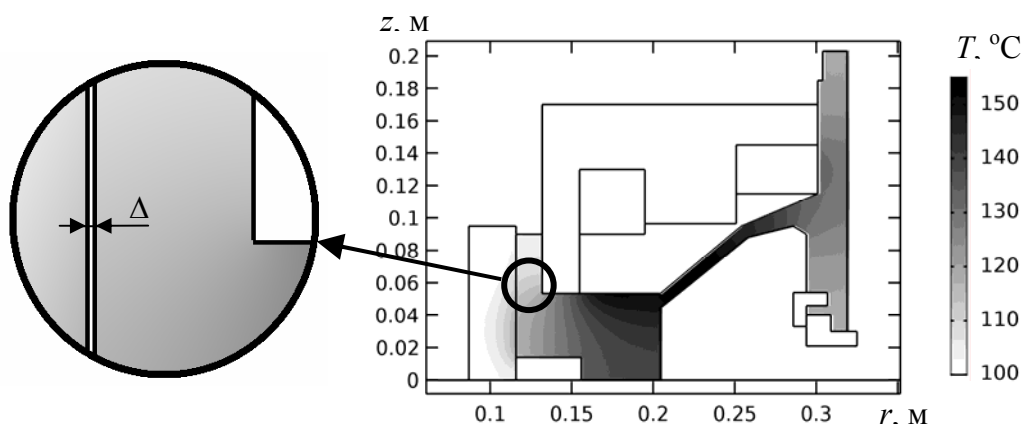


Рис. 4

зовнішня – у два шари по три витки. Розподіл температури на момент досягнення необхідного зазору та зміщення диска опорного катка для варіанта № 4 представлено на рис. 4.

Для зменшення перепаду температури у перерізі диска нижче 40 °С у цьому конструктивному варіанті достатньо збільшити робочу частоту перетворювача до 720 Гц. При цьому струм в індукторі складе 1050 А, потужність тепловиділення в диску впаде до 10,9 кВт, а тривалість нагрівання диска до моменту досягнення можливості роз'єднання деталей зросте до 360 с.

Висновки. 1. Запропоновано математичну модель для мультифізичного моделювання зв'язаних електромагнітних, теплових і внутрішньомеханічних процесів при індукційному нагріванні металевих деталей.

2. Продemonстровано використання зазначеної моделі для дослідження фізичних процесів у ремонтних операціях на прикладі демонтажу алюмінієвих дисків зі сталеної ступиці опорного катка гусеничного транспортного засобу. Для цього випадку запропоновано електромагнітну систему індукційного нагрівання, яка дає змогу виконати цю операцію з врахуванням технологічних обмежень. Визначено електромагнітні параметри такої системи.

1. Бабат Г.И. Индукционный нагрев металлов и его промышленное применение. Москва–Ленинград: Энергия, 1965. – 552 с.
2. Дзлиев С.В., Пищалев К.Е., Жнакин Д.М., Перевалов Ю.Ю. Высоочастотный индукционный нагрев при горячей посадке бандажных колец турбогенераторов и рабочих колес паровых турбин. *Индукционный нагрев*. 2012. № 2(20). С. 25–28.
3. Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчет устройств индукционного нагрева. Ленинград: Энергоатомиздат, 1988. 280 с.
4. Слухоцкий А.Е., Рыскин С.Е. Индукторы для индукционного нагрева. Ленинград: Энергия, 1974. 264 с.
5. Земан С.К., Владимиров С.Н., Крахмаль Е.В., Крахмаль А.В. Программный комплекс анализа температурных полей, наведенных индукционными источниками. *Доклады ТУСУРа*. 2005. № 3. С. 16–22.
6. Шидловський А.К., Жаркін А.Ф., Павлов В.Б., Новський В.О., Пазєєв А.Г., Палачов С.О., Павленко В.Є., Бойко П.С., Тугасенко Ю.П., Малахатка Д.О. Енергозберігаючі електротермічні установки для висоочастотного індукційного нагрівання. *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*. Київ, 2015. Вип. 41. С. 13–22.
7. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике: монография. Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2015. 305 с.
8. Шидловский А.К., Гориславец Ю.М., Глухенький А.И. Электромагнитные системы для дозирования жидких металлов: монография. Киев: Ин-т электродинамики НАН Украины, 2011. 210 с.
9. <https://www.comsol.ru/release/5.2>.
10. COMSOL multiphysics modeling and simulation software <http://www.comsol.com>.
11. Алюминий АК6 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://metallicheckiy-portal.ru/marki_metallov/search.

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

Исследование индукционного нагрева соединенных с натяжением металлических деталей

Предложена математическая модель для численного исследования электромагнитных, тепловых и механических процессов при индукционном нагреве посаженных с натяжением металлических деталей. Электромагнитный процесс в модели описан дифференциальными уравнениями относительно комплексного векторного магнитного потенциала при заданном напряжении, что позволяет непосредственно согласовать индукционную систему с источником питания. Тепловая задача сформулирована в виде нестационарного уравнения теплопроводности с внутренними источниками тепла от вихревых токов, наведенных в материале деталей. Внутренний механический процесс представлен дифференциальным уравнением механического равновесия, решение которого позволяет определить термомеханические напряжения и деформации при нагревании. На примере демонтажа алюминиевых дисков со стальной ступицы опорного катка гусеничного транспортного средства исследован термомеханический процесс при нагревании деталей с помощью предложенной электромагнитной системы, состоящей из двух катушек и общего магнитопровода. Библ. 11, рис. 4, таблица.

Ключевые слова: индукционный нагрев, математическая модель, мультифизическое моделирование, электромагнитная система, демонтаж посаженных с натяжением металлических деталей.

A.K. Shydlovskiy, A.F. Zharkin, Y.M. Goryslavets, V.O. Novskiy, O.I. Glukhenkyi, O.I. Bondar

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

Investigation of induction heating of connected with tension metal details

Mathematical model for numerical investigation of electromagnetic, heat and mechanical processes during induction heating of planted with tension metal details was proposed. Electromagnetic process in model is described by differential equations in terms of complex vector magnetic potential at applied voltage, that allow to coordinate directly induction system with power source. Heat problem is formulated as nonstationary equation of heat conductance with internal sources of heat from eddy currents, induced in material of details. Internally mechanical process presented by differential equation of mechanical equilibrium, solving of which allow determine thermomechanical tensions and deformations during heating. As an example the process of dismantling of aluminum disks from steel hub of the support roller of crawler vehicle have been investigated, namely the process of heating of details with the help of proposed electromagnetic system, that consist of two coils and common magnetic conductor. References 11, figures 4, table.

Key words: induction heating, mathematical model, multiphysical modeling, electromagnetic system, dismantling of planted with tension details.

Надійшла 14.02.2018

Received 14.02.2018

УДК 620.179:621.373.5

ОБРОБКА ЗВАРНИХ З'ЄДНАНЬ ІМПУЛЬСНИМ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИМ ПОЛЕМ ПРИ СИЛЬНОМУ СКІН-ЕФЕКТІ

Ю.М. Васецький¹, докт. техн. наук, **І.П. Кондратенко²**, чл.-кор. НАН України,

О.М. Пашин³, канд. техн. наук, **К.К. Дзюба⁴**, асп.

1, 2, 4 – Інститут електродинаміки НАН України,

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

yuriy.vasetsky@gmail.com

3 – Інститут електрозварювання ім. Є.О. Патона НАН України,

вул. Малевича, 11, Київ-150, 03150, Україна

Розглянуто можливість застосування безконтактного індукційного способу введення імпульсного струму в алюмінієвий лист для обробки зварного шва, при якому завдяки дії магнітного тиску в матеріалі виникають механічні напруження і протікають індуквані струми високої густини. Отримано оцінки необхідної величини струму індуктора, розподілу магнітного тиску і густини індукованого струму по ширині листа з використанням розрахункової моделі прямолінійного струмового провідника кругового перерізу. Встановлено, що при сильному скін-ефекті магнітний тиск досягає межі плинності лише за умови надвисокої густини струмового контура. Обґрунтовано доцільність застосування імпульсного електромагнітного поля для обробки шва струмами високої густини або використання комбінованого способу з одночасним застосуванням вказаного та електродинамічного способів впливу на шов. Бібл. 9, рис. 8.

Ключові слова: електромагнітне поле, імпульсний електричний струм, сильний скін-ефект, зварний шов, металева штаба.

Створення та впровадження якісно нових технологічних процесів у галузі металообробки з метою підвищення міцності, корозійної стійкості, експлуатаційних характеристик зварних конструкцій вимагає пошуку нових ефективних способів обробки металів і сплавів. На сьогодні відомим є факт суттєвого позитивного впливу імпульсного електричного струму (ІЕС) та імпульсного електромагнітного поля (ІЕМП) на механічні властивості металевих матеріалів [1]. Останнім часом створено низку високопродуктивних технологічних методів обробки конструкційних матеріалів із застосуванням впливу ІЕС та ІЕМП, які дають змогу інтенсифікувати процес обробки та дають більш високі результати по відношенню до традиційної термообробки [2], наприклад, підвищення пластичності більш ніж у три рази. Крім того, перспективним напрямком застосування ІЕС та ІЕМП є створення значних електродинамічних зусиль у металі, що призводить до появи необхідних для впливу на зварний шов

механічних напружень. Обробка металевих виробів електромагнітним полем, що створює в металі магнітний тиск, який наближається до межі плинності, сприяє зниженню рівнів напружених станів та підвищує пластичність [3].

Застосування зазначених вище методів обробки є ефективним способом покращення корозійної стійкості металів, регулювання напружено-деформованих станів у зварних конструкціях, пов'язаних з явищами фазових перетворень в металі, залишкових формозмін, появи тріщин у конструкціях. Особливо вразливими є області переходу шва до основного матеріалу, де можуть виникати осередки втомного руйнування [4]. Обробка зварного шва ІЕС позитивно впливає на зниження напружено-деформованих станів металевих конструкцій, про що свідчать проведені наукові та експериментальні дослідження [3].

Забезпечити протікання в металі струму значної величини за допомогою безконтактного способу введення енергії можна використовуючи індукційний метод. При цьому напруженість індукваного електричного поля і відповідно густини струмів пропорційна швидкості зміни поля в часі. Тому доцільним є застосування швидкоплинного імпульсного електромагнітного поля. У такому полі в металі з високою електропровідністю поле і струм існують у тонкому поверхневому шарі і у випадку, коли товщина цього шару є значно меншою, ніж товщина металевих листа, має місце сильний скін-ефект.

Метою роботи є проведення оцінки необхідних величин тривалості та амплітуди ІЕС, розподілу індукованих струмів та механічних напружень в електропровідному листі, створених струмовим контуром певної модельної геометрії за умови сильного скін-ефекту в металевому середовищі. Конкретні дослідження проведемо для листа з алюмінієвого сплаву АМг6 [3], що застосовується на практиці при обробці ІЕС тонколистових стикових зварних з'єднань.

Загальні оцінки параметрів процесу. Імпульс струму та необхідна густина струму на металевій поверхні. Для проведення оцінки параметрів суттєвими є характеристики імпульсу струму по відношенню до того, як затухає магнітне поле в електропровідному середовищі. У випадку гармонічного в часі поля це питання вирішується шляхом порівняння

товщини електропровідного матеріалу h і глибини проникнення поля $\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \mu_0 \gamma}}$, яка зме-

ншується зі збільшенням циклічної частоти $\omega = 2\pi f$ та електропровідності матеріалу γ [5]. Якщо $h \geq (2...3)\delta$, то має місце сильний скін-ефект і можна вважати, що поле затухає в товщі листа. При цьому струми, що індукуються в листі, створюють магнітне поле, яке практично повністю компенсує первинне поле індуктора. Завдяки малій глибині проникнення струмів будемо нехтувати перехідним процесом дифузії магнітного поля в електропровідне середовище [6, 7].

У випадку імпульсного струму магнітне поле може бути представлено всім спектром частот. Однак практично завжди для оцінок у спектрі можна виділити характерну частоту або досить вузький діапазон частот, що з енергетичної точки зору характеризує значну частину імпульсу магнітного поля. Саме для таких частот справедливим залишається представлення про сильний скін-ефект.

Виберемо імпульс струму у вигляді позитивної півхвилі синусоїдальної форми

$$I(t) = \begin{cases} I_m \sin(\omega t), & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0, & \omega t > \pi \end{cases}, \quad (1)$$

для якого тривалістю імпульсу є $t_{imp} = \pi/\omega$.

При сильному скін-ефекті імпульс має бути швидкодіючим [7], тобто у співвідношенні, яке пов'язує циклічну частоту ω – характерну частоту частотного спектра імпульсу, з товщиною h алюмінієвого листа $h = k_d \delta$, «коефіцієнт непрозорості» k_d повинен задовольняти умові $k_d > 2...3$ або

$$\omega = \frac{2k_d^2}{\mu_0 \gamma h^2}. \quad (2)$$

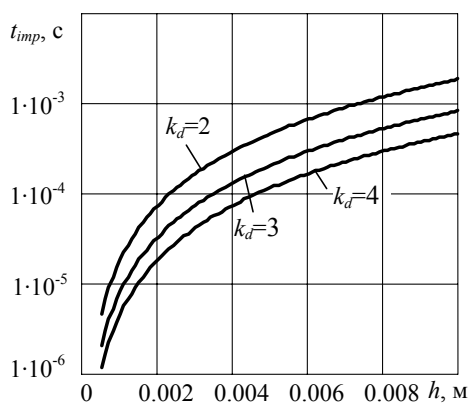


Рис. 1

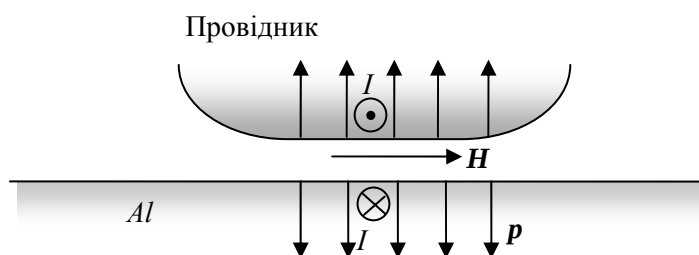


Рис. 2

На рис. 1 наведено залежності максимальних значень тривалості імпульсу струму t_{imp} залежно від товщини металевих листа h при обраному «коефіцієнті непрозорості» k_d .

Розглянемо спочатку електромагнітні процеси з точки зору силового впливу на електропровідне тіло.

При протіканні імпульсного струму в умовах сильного скін-ефекту струми концентруються на металевих поверхнях як в алюмінієвому листі, так і в провідниках індуктора, причому вони спрямовані у протилежних напрямках (рис. 2). Вектор напруженості магнітного поля $\mathbf{H}$ на поверхнях орієнтований по дотичній до металевих поверхонь. Взаємодія поверхневих струмів і магнітного поля створює сили, які спрямовані по нормалі до поверхонь, що проявляються як магнітний тиск p , величина якого [8]

$$p = \frac{\mu_0 H^2}{2}. \quad (3)$$

Слід відзначити, що при сильному скін-ефекті індукований струм у поверхневому шарі електропровідного листа визначається величиною магнітного поля на поверхні, а не його похідною в часі. Це означає, що максимальне магнітне поле, густина струму та тиск магнітного поля визначаються максимальним значенням струму індуктора, а не швидкістю його зростання.

Якщо вважати, що магнітний тиск має створювати механічні напруження стискування, які досягають значень межі плинності, наприклад, для алюмінію $p = \sigma_T = 10^8$ Па, то напруженість магнітного поля повинна дорівнювати

$$H = \sqrt{\frac{2\sigma_T}{\mu_0}} = 1,262 \cdot 10^7 \text{ А/м}. \quad (4)$$

У цьому випадку поверхнева густина струму дорівнює напруженості поля $j_s = H$. Однак при подачі імпульсу струму (1) його густина розподіляється за глибиною нерівномірно, затухаючи від свого максимального значення на поверхні алюмінієвого листа. У цій статті не ставиться за мету знайти точний розподіл струму за глибиною. Оцінки необхідної густини струму отримуємо, виходячи з усередненого значення $\bar{j}$, яку визначимо як рівномірно розподілену в межах глибини проникнення поля δ , що відповідає сталому розподілу гармонічного поля [5]. Зазначимо, що при такому припущенні амплітуда густини струму на поверхні j_0 пов'язана із усередненим значенням як $j_0 = \sqrt{2}\bar{j}$ [8]. З урахуванням того, що за циклічну частоту поля прийнято циклічну частоту струму ω (1), враховуючи вирази (2) і (4), маємо середнє значення $\bar{j}$ густини струму:

$$\bar{j} = \frac{H}{\delta} = \frac{k_d}{h} \sqrt{\frac{2\sigma_T}{\mu_0}}. \quad (5)$$

Як зазначалось, принцип електромагнітної обробки полягає в силовому впливі на металеву штабу та впливі на зварний шов струму необхідної густини. Вираз (5) дає змогу знайти густину струму, за якої досягається напруження стискування, порівнянне з межею плинності алюмінію, і одночасно порівняти це значення з тими, які необхідні для забезпечення впливу на метал струму високої густини. На рис. 3 наведено усереднену за глибиною густину струму

му $\bar{j}$ в алюмінієвому листі залежно від товщини h , для якої виконуються умови сильного скін-ефекту.

Як видно з рис. 3, при досягненні межі плинності для алюмінію густина струму більш як на порядок (для товщини листа $h \leq 4 \cdot 10^{-3}$ м) перевищує значення $j \sim 10^9$ А/м², яке вважається достатнім для виникнення ефекту електропластичності [1]. Ця обставина дає змогу стверджувати, що перетворення механічних властивостей металу із застосуванням впливу струму високої густини може виявитися більш доцільним порівняно з електродинамічним впливом і використанням магнітного тиску. Однак ефективним може виявитися і комбінований вплив обох факторів.

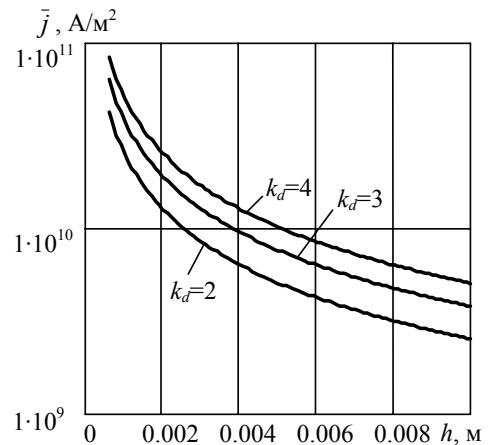


Рис. 3

Розрахункова модель з прямолінійним струмовим провідником кругового перерізу, розташованим паралельно плоскому алюмінієвому листу. Індуктор з ІЕС, що створює магнітне поле, звичайно (щоб не збільшувати індуктивність) виконується як одновиткова система з провідниками з матеріалу з високою електропровідністю, наприклад, міді. Тому сильний скін-ефект має місце як в алюмінієвому листі, так і в провідниках електромагнітної системи, що змушує розглядати електромагнітний процес сукупно. У зв'язку з цим для отримання оцінок параметрів електромагнітного процесу доцільно певним чином спростити розрахункову модель, але так, щоб не знехтувати суттєвими характеристиками.

Вибір конкретної конфігурації провідників індуктора, який створює імпульс електромагнітного поля на поверхні алюмінієвого листа, може бути зроблений у результаті детального аналізу декількох факторів, у тому числі з урахуванням джерела живлення. Однак у цьому дослідженні ставиться мета отримання основних оцінок густини струму і силових факторів впливу на зварний шов електропровідного листа в умовах сильного скін-ефекту. Тому розглянемо розрахункову модель, коли верхня частина контура індуктора слабо впливає на розподіл струму по поверхні алюмінієвого листа, що має місце, коли відстань між провідниками в декілька разів перевищує розміри їх поперечного перерізу та відстань між провідником і металевим листом. Таке припущення дає змогу розглядати спрощену розрахункову модель у вигляді прямолінійного провідника, орієнтованого паралельно плоскій поверхні поділу середовищ (рис. 4). Розрахункова модель є відомою моделлю плоскопаралельного поля прямолінійних струмів [5, 8].

Будемо розглядати ідеальний скін-ефект, коли в розрахунках поля нехтують глибиною скін-шару порівняно з іншими геометричними розмірами. В той же час для більш детального аналізу можна було б застосувати асимптотичний метод розрахунку, який одночасно є і більш складним [9]. Однак для оцінок достатнім є використання моделі ідеального скін-ефекту.

Відсутність нормальної складової індукції поля на плоскій поверхні призводить до пошуку розв'язку задачі для магнітного поля у вигляді суперпозиції односпрямованих струмів $j_x \mathbf{e}_x$ в області $z > 0$ і протилежно спрямованих дзеркально відбитих від межі поділу середовищ струмів $j_{1x} \mathbf{e}_x = -j_x \mathbf{e}_x$.

Сумарний струм дорівнює нулю, і така система струмів створює магнітне поле, векторний потенціал якого має тільки одну поздовжню складову [5]:

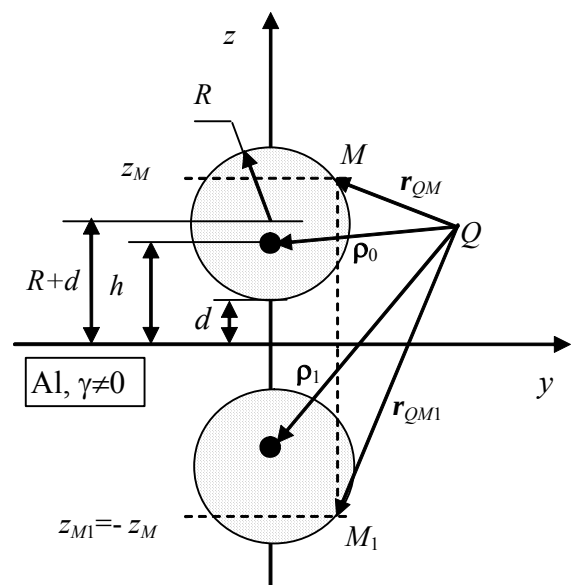


Рис. 4

$$A_x(Q) = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_S j_x(M) \ln \frac{|\mathbf{r}_{M_1} - \mathbf{r}_Q|}{|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_Q|} dS_M, \quad (6)$$

де позначення у виразі (6) зрозумілі з рис. 4.

Лінії поля, дотичні до яких є паралельними векторам індукції, визначаються з умови

$$A_x(y, z) = \text{const}. \quad (7)$$

При цьому з (6) отримуємо $A_x(y, z=0) = 0$. Звідси випливає, що значення $A_x(y, z)$ дає потік магнітного поля через поверхню одиничної довжини вздовж осі x , обмежену з двох інших сторін прямою на електропровідній поверхні, і прямою, яка проходить через обрану точку з координатами (y, z) .

Якщо сильний скін-ефект проявляється в алюмінієвому листі і в провідниках індуктора, то в (6) джерела поля розташовані тільки на поверхні провідників з поверхневою густиною $\mathbf{j}_S = j_S \mathbf{e}_x$, а інтегрування проводиться вздовж лінії l межі провідників:

$$A_x(Q) = \frac{\mu_0}{2\pi} \int_l j_S(M) \ln \frac{|\mathbf{r}_{M_1} - \mathbf{r}_Q|}{|\mathbf{r}_M - \mathbf{r}_Q|} dl_M. \quad (8)$$

Крім того, у цьому випадку поверхня провідника є поверхнею сталого значення $A_x = \text{const}$ і відповідно сталого значення потоку магнітного поля.

У даному дослідженні оцінку параметрів будемо отримувати для моделі, в якій вважається, що провідник являє в перерізі коло, тобто припускається, що умова $A_x(y, z) = \text{const}$ на поверхні провідника дає лінії у вигляді кіл. Відомо, що в цьому випадку таке ж поле створюється прямолінійним зосередженим струмом $I\mathbf{e}_x$, що протікає над поверхнею з ідеальною електропровідністю [5, 8], тобто ці магнітні поля є еквівалентними одне одному. Причому в цьому випадку всі лінії $A_x(y, z) = \text{const}$ при будь-якому значенні сталої мають форму кіл.

Знайдемо взаємне розташування провідника кругового перерізу та еквівалентного зосередженого провідника зі струмом.

Як видно з рис. 4, зосереджений струм розташований на висоті h від межі поділу середовищ. Згідно з (8) векторним потенціалом струму і його дзеркального відбиття є

$$A_x(y, z) = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{y^2 + (z+h)^2}}{\sqrt{y^2 + (z-h)^2}} \quad (9)$$

і відповідно циліндричні поверхні рівного значення векторного потенціалу $A_x(y, z) = \text{const}$ описуються рівнянням

$$\frac{\sqrt{y^2 + (z+h)^2}}{\sqrt{y^2 + (z-h)^2}} = k. \quad (10)$$

Останній вираз – це рівняння кіл, центри яких лежать на осі z і знаходяться на відстані $z_0 = R + d$ від поверхні $z = 0$:

$$z_0 = h \left(1 + \frac{2}{k^2 - 1} \right). \quad (11)$$

Радіусами кіл є

$$R = \sqrt{z_0^2 - h^2} = \frac{2kh}{k^2 - 1}. \quad (12)$$

При заданні радіуса провідника R і його відстані d від поверхні з виразу (12) випливає, що висота розташування еквівалентного струму визначається як

$$h = \sqrt{(d+R)^2 - R^2} = \sqrt{d^2 + 2dR}. \quad (13)$$

При цьому потік магнітного поля $\Phi = A_x$ між провідником і поверхнею

$$\Phi = A_x = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \ln \frac{\sqrt{d^2 + 2dR} + d}{\sqrt{d^2 + 2dR} - d}. \quad (14)$$

Індукція магнітного поля в довільній точці Q з урахуванням розташування еквівалентних струмів розраховується таким чином:

$$\mathbf{B}(Q) = -\frac{\mu_0 I}{2\pi} \left(\frac{\mathbf{e}_x \times \mathbf{p}_0}{|\mathbf{p}_0|^2} - \frac{\mathbf{e}_x \times \mathbf{p}_1}{|\mathbf{p}_1|^2} \right). \quad (15)$$

Зокрема, на плоскій алюмінієвій поверхні $Q(y, z=0)$ індукція магнітного поля має тільки дотичну складову:

$$\mathbf{B}(y, z=0) = \frac{\mu_0 I}{\pi} \frac{h}{y^2 + h^2} \mathbf{e}_y = \frac{\mu_0 I}{\pi} \frac{\sqrt{d^2 + 2dR}}{y^2 + d^2 + 2dR} \mathbf{e}_y. \quad (16)$$

Аналогічно легко знайти розподіл індукції за поверхнею провідника кругового перерізу. Зазначимо, що завдяки наявності не рівної нулю кривини провідника максимальна величина індукції поля на його поверхні є більшою, ніж максимальна індукція на поверхні плоского алюмінієвого листа. Зазначену обставину проілюстровано на рис. 5, на якому представлено залежності нормованих максимальних значень індукції на провіднику $B_{np \max}^*$ і на алюмінієвому листі $B_{Al \max}^*$ від співвідношення R/d .

У зв'язку з тим, що магнітний тиск визначається магнітним полем на поверхні металевої штаби і не залежить від її товщини, то і загальний струм індуктора при досягненні магнітного тиску, що дорівнює межі плинності для алюмінію $p = \sigma_T = 10^8$ Па, не залежить від товщини алюмінієвого листа. На максимальні значення індукції на поверхні електропровідної штаби впливають поперечні розміри індуктора – його радіус R і відстань d до листа.

Амплітудні значення імпульсного струму I_m , необхідного для досягнення під провідником тиску, що чисельно дорівнює межі плинності алюмінію, залежно від радіуса провідника індуктора R при різних відстанях від нього до поверхні листа d представлено на рис. 6.

Видно, що необхідна величина амплітуди імпульсу струму буде тим меншою, чим менший радіус струмового контура кругового перерізу і чим ближче він розташований до межі поділу середовищ. Це пояснюється тим, що характерний розмір області, де концентруються найбільші величини поля, прямо залежить від поперечних розмірів струмового контура, а наближеність площини поділу середовищ визначає максимальну величину поля і, як наслідок, магнітний тиск у точці, що є найближчою до нього. Разом з цим швидкість зменшення поля від його максимального значення на поверхні металевго листа також залежить від радіуса і наближеності до нього струмового контура, і тому необхідна величина тиску буде реалізована на обмеженій площині поверхні металевго листа.

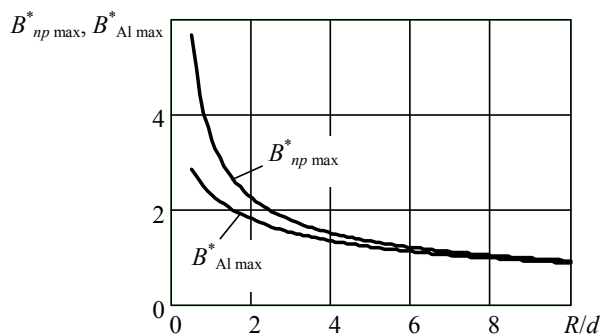


Рис. 5

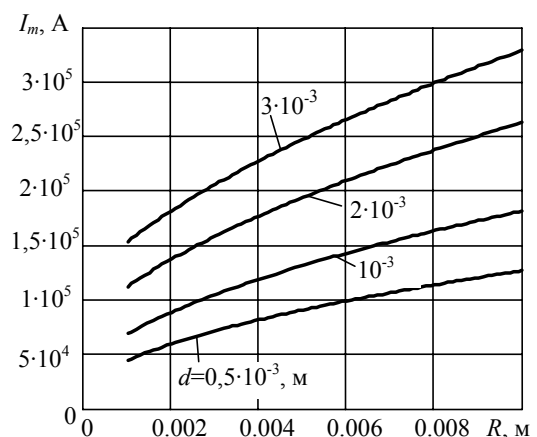


Рис. 6

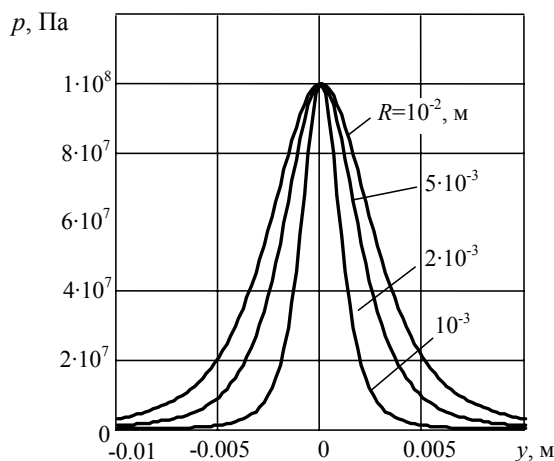


Рис. 7

Розподіл амплітудного значення магнітного тиску по алюмінієвому листу при різних радіусах струмового контура R і відстані від нього до металевої поверхні $d = 10^{-3}$ м і при максимальному тиску, який дорівнює межі плинності для алюмінію $p = \sigma_T = 10^8$ Па, представлено на рис. 7.

Як видно з рис. 7, якщо шов досить широкий і необхідно забезпечити механічні напруження на всій його ширині, то і радіус струмового контура має бути відповідного розміру, зі збільшенням якого суттєво зростає і необхідна амплітуда імпульсу струму.

Згідно з виразом (5) досягнення певного значення магнітного тиску на електропровідне тіло

безпосередньо пов'язано з визначеною величиною густини струму в поверхневому шарі. Ця характеристика є важливою при застосуванні впливу на зварний шов струму високої густини. Тому наведемо результат розрахунку розподілу густини струму в алюмінієвому листі при умовах, коли максимальні механічні напруження стискання досягають межі плинності алюмінію.

На рис. 8 представлено розподіл середньої за глибиною густини струму $\bar{j}$ у напрямку, перпендикулярному до зварного шва при відстані від струмового контура до електропровідної поверхні $d=10^{-3}$ м і «коефіцієнті непрозорості» $k_d=3$ для двох випадків: а) при різних радіусах індуктора R і товщині листа $h=3 \cdot 10^{-3}$ м; б) при різній товщині листа h і радіусі індуктора $R=3 \cdot 10^{-3}$ м.

З рисунків видно, що у випадку сильного скін-ефекту при досягненні тиску магнітного поля, рівного межі плинності для алюмінію, густина струму в електропровідному листі значно перевищує «критичне» значення 10^9 А/м², особливо для листів малої товщини. Суттєвим є також перевищення «критичного» значення не тільки безпосередньо під контуром, а й у межах певного поперечного розміру, що є важливим для обробки шва конкретної ширини. Тому саме застосування впливу на зварний шов струмами високої густини може виявитися більш доцільним з точки зору його реалізованості. При цьому потрібні амплітуди струму можуть виявитися меншими, ніж ті, що необхідні для досягнення механічних напружень на рівні 10^8 Па. Однак більш аргументований висновок може бути зроблений після проведення досліджень, у першу чергу у випадку, коли глибина проникнення поля стає порівнянною з товщиною алюмінієвих листів, оскільки в такому випадку струм розподіляється більш рівно-

номірно, ніж при сильному скін-ефекті.

Треба також зазначити, що отриману оцінку густини струму було реалізовано в межах глибини проникнення поля, яка в цій постановці вважається малою порівняно з товщиною листа з алюмінію. Для більш повної оцінки можливості застосування зазначеного підходу необхідно розглянути також випадок, коли використову-

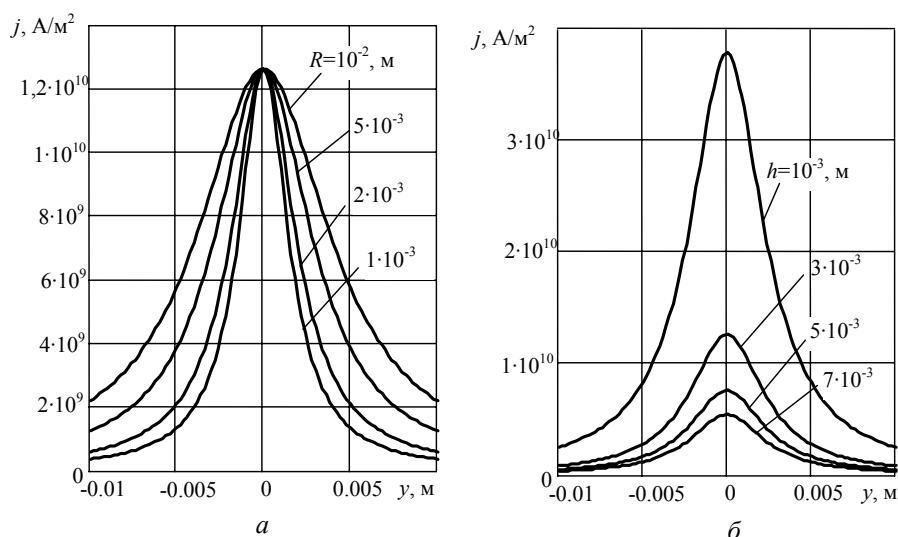


Рис. 8

ються імпульси струму при глибині проникнення поля, яка є порівнянною з товщиною листа. У такому випадку густина струму буде меншою, ніж та, що отримана при сильному скін-ефекті, але на даному етапі досліджень лише відмітимо таку можливість.

Висновки. 1. Безконтактний індукційний спосіб введення струму в металеву штабу для обробки зварного шва може бути реалізований із застосуванням імпульсного магнітного поля з тривалістю, за якої електромагнітне поле практично повністю затухає в межах товщини штаби, тобто має місце сильний скін-ефект для характерного діапазону частот імпульсу.

2. В умовах сильного скін-ефекту дія магнітного поля, яке індукується імпульсним струмом індуктора, проявляється в створенні в металевій штабі механічного напруження, спрямованого нормально до поверхні. Величина магнітного тиску може досягти під індуктором величин, які порівнянні з межею плинності алюмінію, що може сприяти зниженню напружено-деформованих станів у зварній конструкції.

3. Амплітуда густини струму під провідниками контура за умови досягнення механічних напружень стискання 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. Цей факт може бути підставою для використання імпульсного магнітного поля для обробки зварних швів струмами високої густини або комбінованого способу із одночасним застосуванням вказаного та електродинамічного способів впливу на шов.

1. Степанов Г.В., Бабуцкий А.И. Влияние импульсного электрического тока высокой плотности на прочность металлических материалов и напряженно-деформированное состояние элементов конструкций. Киев: Наук. думка, 2014. 279 с.
2. Баранов Ю.В., Троицкий О.А., Авраамов Ю.С. Физические основы электроимпульсной и электропластической обработок и новые материалы. Москва: МГИУ, 2001. 844 с.
3. Лобанов Л.М., Пашин Н.А., Логинов В.П., Покляцкий А.Т. Влияние электроимпульсной обработки на остаточное формирование тонколистовой сварочной конструкции. *Автоматическая сварка*. 2010. №3. С. 13–17.
4. Панин В.Е. Основы физической мезомеханики. *Физ. мезомеханика*. 1998. Т.1. С. 5–22.
5. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники. Часть 3. Теория электромагнитного поля. Москва: Энергия, 1969. 352 с.
6. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля: пер. с англ. Москва: Мир, 1972. 392 с.
7. Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля. Харьков: Вища шк. Изд-во при Харьк. ун-те, 1979. 140 с.
8. Васецкий Ю.М. Электродинамика. Основные понятия, потенциальные та квазистационарные поля. Київ: Вид-во Нац. авіац. ун-ту «НАУ-друк», 2009. 160 с.
9. Vasetskyi Yu. Mazurenko I., Dziuba K. Conditions for Application of Asymptotic Method to Electromagnetic Field Analysis in System of “a Current Loop – an Electroconducting Body”. *Computational Problems of Electrical Engineering*. 2014. Vol. 4. N 1. P. 91–96.

УДК 620.179:621.373.5

Ю.М. Васецкий¹, докт. техн. наук, **И.П. Кондратенко²**, чл.-корр. НАН Украины, **А.Н. Пашин³**, канд. техн. наук, **К.К. Дзюба⁴**, асп.

1, 2, 4 – Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

3 – Институт электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины,
ул. Малевича, 11, Киев-150, 03150, Украина

Обработка сварных соединений импульсным электромагнитным полем при сильном скин-эффекте

Рассмотрена возможность использования бесконтактного индукционного способа введения импульсного тока в алюминиевый лист для обработки сварного шва, при котором благодаря воздействию магнитного давления в материале возникают механические напряжения и протекают индуцированные токи высокой плотности. Получены оценки необходимой величины тока индуктора, распределения магнитного давления и плотности индуцированного тока по ширине листа с использованием расчетной модели прямолинейного токового проводника круглого сечения. Установлено, что при сильном скин-эффекте магнитное давление достигает границы текучести только при условии сверхвысокой плотности тока токового контура. Обоснована целесообразность использования импульсного электромагнитного поля для обработки шва токами высокой плотности или использования комбинированного способа с одновременным применением указанного и электродинамического способов воздействия на шов. Библ. 9, рис. 8.

Ключевые слова: электромагнитное поле, импульсный электрический ток, сильный скин-эффект, сварной шов, металлическая лента.

Yu. Vasetskyi¹, I. Kondratenko², O. Pashchyn³, K. Dziuba⁴

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

3 – 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 strong skin-effect

The possibility of using of contactless induction method for the introduction of pulse current into aluminum sheet for processing welding seam is considered. Due to the effect of a magnetic pressure, mechanical stresses occur in the material and induced high-density currents flow. The necessary values of the inductor current, the distribution of magnetic pressure, and the induced current density of the sheet are estimated using the design model of a rectilinear current conductor of circular cross-section. It is found that with a strong skin-effect, the magnetic pressure reaches the yield point only under the condition of an ultrahigh current density of the current contour. The expediency of using of pulse electromagnetic field for seam treatment with high-density currents or combined method with the simultaneous use of high-density currents and electrodynamics methods of action on the seam is substantiated. References 9, figures 8.

Key words: electromagnetic field, pulse electric current, strong skin-effect, weld seam, metal tape.

Надійшла 27.11.2017

Received 27.11.2017

УДК 621.315.2 : 004.94

ВЛИЯНИЕ КОРРОЗИОННЫХ ЯВЛЕНИЙ НА РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ИЗОЛЯЦИИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО КАБЕЛЯ

И.Н. Кучерявая, докт. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина
e-mail: rb.irinan@gmail.com

На основе компьютерного моделирования исследовано электрическое поле в трехслойной изоляционной структуре высоковольтного кабеля с шито-полиэтиленовой изоляцией в случае коррозии металлических элементов – экрана и жилы. Рассмотрены варианты исполнения экрана в виде концентрических проволок и спиральной медной ленты. Электрические задачи решены в стандартной программе методом конечных элементов для осесимметричного представления кабеля и в поперечном его сечении. Показано влияние коррозии элементов кабеля на значение и характер изменения напряженности электрического поля в прилегающих полупроводящих слоях и основной изоляции. Библ. 15, рис. 5.

Ключевые слова: высоковольтный кабель, шито-полиэтиленовая изоляция, полупроводящие слои, коррозия жилы и экрана, компьютерное моделирование.

Введение. Ключевой проблемой эксплуатации современных кабельных систем является обеспечение их надежности и длительного срока службы. К факторам, способным снизить надежность силовых кабелей, относится ряд как внешних, так и внутренних факторов, в числе которых влияние окружающей среды, что приводит, в первую очередь, к загрязнению поверхности кабелей химическими продуктами, их проникновению совместно с влагой извне внутрь кабелей [8]. Неблагоприятные условия окружающей среды (например, атмосферные воздействия или для кабелей подземной прокладки агрессивность почвы) являются причиной эксплуатационных дефектов кабелей и прежде всего коррозии их металлических элементов – токопроводящей жилы и экрана для кабелей с изоляцией из шитого полиэтилена (СПЭ), а также связанных с этим повреждений прилегающих структурных элементов [1–4, 6, 11, 12].

Деградация кабелей может происходить по причине коррозии двух видов [1, 6]: естественной (из-за повышенного влагосодержания, микробиологической агрессивности почвы и др.) и промышленной коррозии (вследствие химического загрязнения окружающей среды при наличии растворимых солей – сульфатов, нитратов, хлоридов, которые увеличивают

электропроводность почвы, загрязнения промышленными стоками, нефтехимическими продуктами, из-за вытекания трансформаторного масла в местах расположения кабелей, контакта с удобрениями, а также высокого уровня блуждающих токов, генерирующихся вблизи промышленных предприятий и линий электрифицированного рельсового транспорта).

Классификация коррозии, например, медного экрана кабелей с СПЭ изоляцией приведена в [9]. Она включает незначительную (со светло-зелеными пятнами и легким разъеданием материала) и средней степени коррозию (с зелеными пятнами и поверхностными повреждениями), сильную коррозию (вплоть до глубокого разъедания металла и явным истончением проводников [3]) и очень большую коррозию с разрушением и отсутствием части проводников экрана [9, 10]. Кроме того, на микроуровне часто возникает патина на поверхности медного экрана кабелей, проложенных в грунте [4] (рис. 1 внизу слева).

Коррозия токопроводящей жилы кабелей с СПЭ изоляцией изучается экспериментальными методами в работе [11]. Показана связь коррозии алюминиевого материала жилы (отмечена 1 на рис. 1) с деградацией внутреннего полупроводящего слоя кабелей (2 на рис. 1), возникновением в нем макроскопических трещин и пустот, каналов, перекрывающих весь слой по толщине, в целом пористостью его микроструктуры, загрязнением продуктами коррозии слоя вплоть до границы с полиэтиленовой изоляцией (3 на рис. 1). Кроме того в [11] экспериментально выявлены случаи потери адгезии полупроводящего слоя с проводниками жилы, а также повреждения изоляции, обусловленные просачиванием продуктов коррозии, загрязнений и влаги как от жилы, так и извне внутрь кабеля. Изучение электрического поля в СПЭ изоляции в случае ряда перечисленных дефектов полупроводящего слоя проводится методом компьютерного моделирования в [2], а при изменении структуры изоляции вследствие воздействия на нее коррозионных продуктов жилы – в статье [13].

В работе [4] отмечается, что значительная коррозия медного экрана способна воздействовать на изоляцию кабеля через локальный нагрев и эрозию прилегающего внешнего полупроводящего слоя (отмечен 4 на рис. 1). Согласно объяснению и картинкам, приведенным в [4], эрозия достигает основной полиэтиленовой изоляции кабеля, в ее локальных областях происходят концентрация электрического поля, дополнительный локальный нагрев, возникают водные и электрические триинги, опасность пробоя изоляции и аварийности кабеля в дальнейшем.

Коррозия медного экрана и алюминиевой многопроволочной жилы кабеля показана на рис. 1 внизу [4, 9–11, 15].

На процесс коррозии влияют длительность эксплуатации кабелей, степень и частота воздействий коррозионно-агрессивной окружающей среды. Доля повреждений кабельных ли-



Рис. 1

ний от коррозии металлических элементов значительна – она составляет 4–11 % от общего числа повреждений [1, 15]. В связи с этим проблема коррозии, защита от нее и изучение различных повреждений составляющих элементов кабелей актуальны и особенно для энергосетей на основе современных кабелей с СПЭ изоляцией на высокое и сверхвысокое напряжения.

Целью данной работы является исследование воздействия коррозионных явлений в высоковольтном кабеле с СПЭ изоляцией на распределение электрического поля в ее трехслойной структуре (основной полиэтиленовой изоляции и окружающих ее полупроводящих слоях). Рассматриваются характерные повреждения медного экрана, выполненного в виде концентрических проволок, и геликоидального (спирального) экрана, а также коррозия жилы, проявляющаяся как достаточно глубокое разъедание алюминиевого материала жилы на контакте с внутренним полупроводящим слоем. Исследование проводится с помощью численного моделирования в программе Comsol [7] для моделей поперечного сечения кабеля и осесимметричного его представления. В последнем случае – с целью изучения электрического поля при коррозии, распространившейся вдоль определенной длины кабеля.

Математическая модель и подходы к выбору расчетных областей. Для исследования предполагается воздействие гармонического поля (изменяющегося с частотой 50 Гц), описывающегося с помощью скалярного потенциала ϕ . Электрический потенциал удовлетворяет уравнению

$$\nabla \cdot (\sigma + j\omega\epsilon_0\epsilon_r)\nabla\phi = 0,$$

где ϵ_0 и ϵ_r – соответственно абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума и относительная диэлектрическая проницаемость среды (комплексная величина в общем случае); σ – электропроводность соответствующей среды; $\omega = 314 \text{ Гц}^{-1}$ – угловая частота; точкой сверху обозначаются комплексные величины.

Уравнение дополняется приведенными далее граничными условиями, которые задаются для двумерных расчетных моделей двух видов: модели поперечного сечения кабеля в декартовой системе координат (рис. 2, 3) и осесимметричной модели кабеля в цилиндрической системе координат для представления кабеля в продольном направлении (рис. 4, 5). Для модели поперечного сечения кабеля с экраном в виде концентрических проволок расчетная область включает окружающую среду – воздух (рис. 2 а), размеры которой более чем в 3 раза превышают диаметр кабеля.

В качестве граничных условий для двух моделей задаются: условия нулевого электрического потенциала $\phi = 0$ – на поверхности металлического экрана; потенциал $\phi = U_m$ (U_m – амплитудное значение фазного напряжения) – на поверхности жилы; условие электрической изоляции $\mathbf{n} \cdot \mathbf{J} = 0$ – на внешних границах расчетных областей; условие непрерывности $\mathbf{n} \cdot (\mathbf{J}_1 - \mathbf{J}_2) = 0$ ($\mathbf{n}$ – единичный вектор внешней нормали, $\mathbf{J}$ – плотность полного тока) – на внутренних границах остальных элементов областей расчета.

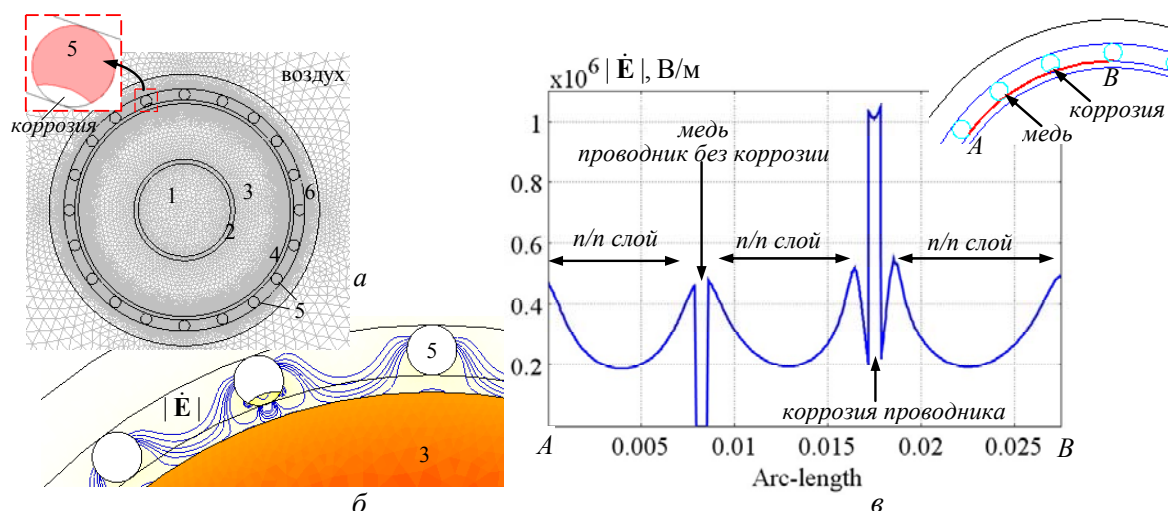


Рис. 2

Напряженность электрического поля определяется по результатам решения описанной задачи как $\vec{E} = -\nabla \phi$.

Расчетная область, содержащая поперечное сечение кабеля, выбирается для случая металлического экрана в виде концентрических проволок (рис. 1 вверху слева) в предположении, что коррозия экрана распространяется на значительную длину в продольном направлении кабеля. Отметим, что исполнение экрана кабеля с СПЭ изоляцией может быть различно [4, 5, 12, 14], например, в виде гофрированной трубки (рис. 1 вверху справа, [5]) или геликоидальной ленты (рис. 4, [12]). Для таких случаев в предположении незначительной по длине кабеля коррозии металлических элементов используется осесимметричная модель в цилиндрической системе координат.

Результаты численных расчетов. Моделирование проводится для одножильного кабеля с СПЭ изоляцией на напряжение 110 кВ. Размеры его элементов следующие. Жила (отмечена 1 на рис. 1, 2) имеет диаметр 25,2 мм; толщина изоляции (3) – 16 мм; сечение медного экрана (5) – 35 мм² (его толщина – 4 мм); толщина полупроводящих слоев (2, 4) составляет 1 мм.

Значения электрофизических параметров элементов кабеля задавались согласно [14]. Электропроводность основной изоляции $\sigma_3 = 10^{-15}$ (Ом·м)⁻¹, полупроводящих слоев $\sigma_{2,4} = 10^{-7}$ (Ом·м)⁻¹, диэлектрическая проницаемость материалов $\epsilon_3 = \epsilon_{2,4} = \epsilon_6 = 2,3$. Оболочка кабеля (6 на рис. 1 и 2) имеет электропроводность $\sigma_6 = 10^{-10}$ (Ом·м)⁻¹.

Поскольку коррозия через образование трещин и разъедание металла приводит к потере контакта металлических элементов с прилегающими полупроводящими слоями [3, 9, 11, 12], коррозионные зоны моделируются в виде небольших подобластей, заполненных воздухом и расположенных вблизи полупроводящих слоев.

Физическая модель для расчетов кабеля с экраном в виде концентрических медных проволок с коррозией в одной из них показана на рис. 2 а. Распределение электрического поля $|\vec{E}|$ (в цвете и изолиниями) в части полупроводящего слоя и изоляции показано на рис. 2 б, а изменение напряженности поля $|\vec{E}|$ вдоль отмеченной на вставке линии АВ, проходящей через медные проводники с коррозией и без нее, – на рис. 2 в. Показана концентрация изолиний вблизи коррозионной зоны проводника вплоть до линии уровня поля 3,9 кВ/мм, тогда как при отсутствии повреждений экрана поле во внешнем полупроводящем слое не превышает 0,51 кВ/мм.

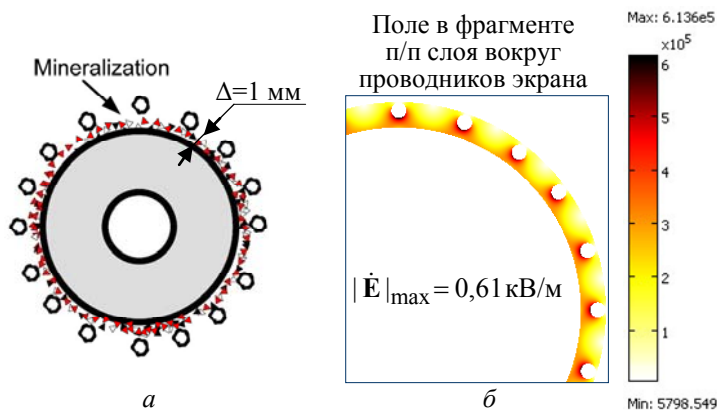


Рис. 3

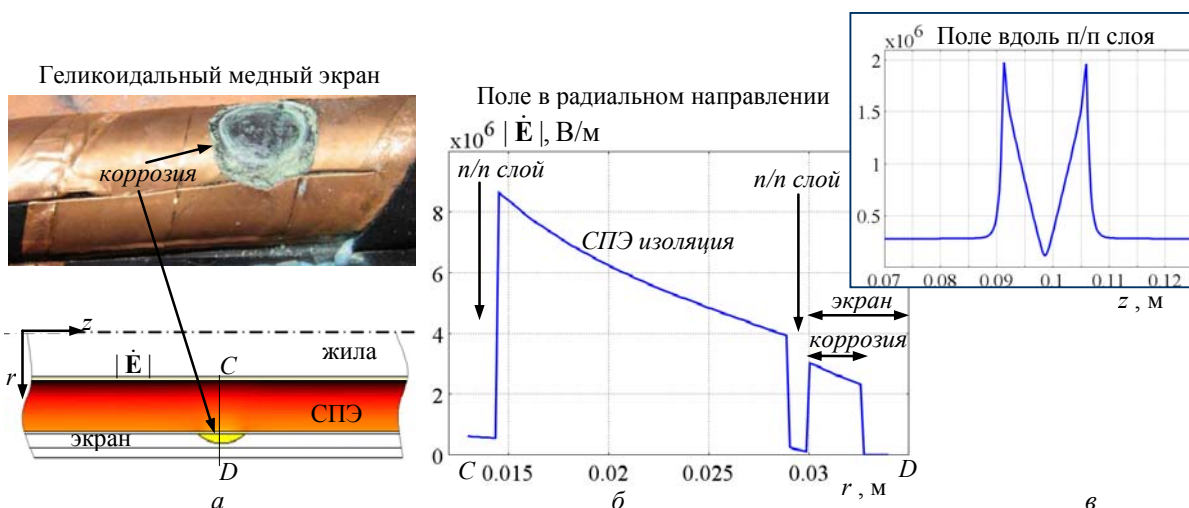


Рис. 4

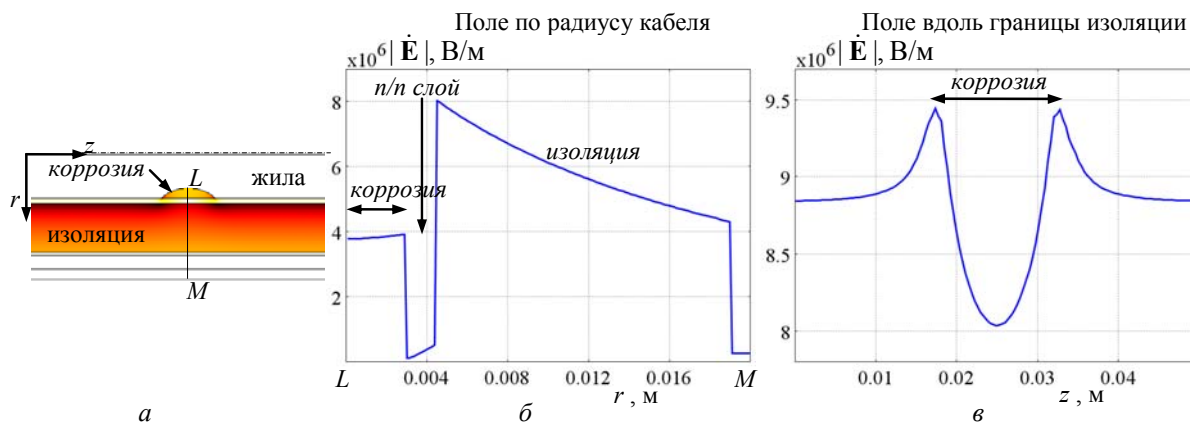


Рис. 5

В работе [9] представлена модель коррозии и так называемой минерализации металлического экрана кабеля (рис. 3 а). Под минерализацией в такой модели подразумевается разрушение материала с образованием мелких частей, которые группируются вблизи полупроводящего слоя и ослабляют контакт с ним. Расчеты выполнены при размере зоны отсутствия контакта – $\Delta = 1$ мм. Для такого случая на рис. 3 б показано (цветом) распределение поля в фрагменте слоя вокруг группы проводников экрана.

Данные рис. 4 относятся к моделированию коррозии геликоидального экрана кабеля [12]. Осесимметричная модель и распределение поля $|\vec{E}|$ в кабеле с коррозией экрана показаны на рис. 4 а, внизу. График изменения поля $|\vec{E}|$ в радиальном направлении (вдоль линии CD) приведен на рис. 4 б, а поле в продольном направлении кабеля вдоль границы внешнего полупроводящего слоя с экраном – на рис. 4 в. Видно значительное (более чем в 6 раз) увеличение поля на границе полупроводящего слоя. При этом на внешней границе основной изоляции напряженность поля в зоне коррозии экрана увеличивается лишь в 1,14 раза.

На рис. 5 показано распределение напряженности поля $|\vec{E}|$ в сечении кабеля с коррозией жилы (рис. 5 а), изменение $|\vec{E}|$ в радиальном направлении r кабеля – по линии LM (рис. 5 б) и в продольном направлении z – вдоль границы "изоляция – полупроводящий слой по жиле" (рис. 5 в). Повышение напряженности электрического поля на границе основной изоляции вблизи жилы, где значения поля наибольшие, может приводить к снижению прочности изоляции и деградиационным процессам [8].

Заключение. Проведено численное исследование распределения электрического поля в СПЭ изоляции высоковольтного кабеля в случае коррозии металлического экрана в виде концентрических проволок и спиральной медной ленты, а также проводников жилы кабеля.

Расчетным путем показано изменение конфигурации электрического поля и увеличение его напряженности (в рассматриваемом случае до шести раз) в прилегающих полупроводящих слоях и незначительное изменение поля в основной изоляции (до ~1,1 раза). Полученные результаты дополняют экспериментальные данные и теоретические представления (например, в [3, 4, 11]) относительно того, что с течением времени разрядные процессы на границе металлического экрана, эрозия полупроводящего слоя, локальные изменения поля в изоляции приводят к ее ускоренному старению и возможному пробое. В целом обосновывается важность защиты кабелей с СПЭ изоляцией от коррозии с учетом условий их эксплуатации.

1. Баринов В., Соловьев Н. Защита от коррозии кабельных линий 6-10-35-110 кВ. *Кабель-news*. 2012. № 1. http://www.ruscable.ru/article/Zashhita_ot_korrozii_kabelnyx_linij_6_10_35_110_kV/
2. Кучерявая И. Н. Дефекты полупроводящего слоя по жиле и их влияние на распределение электрического поля в полиэтиленовой изоляции силового кабеля. *Технічна електродинаміка*. 2018. № 1. С. 17-22.
3. Abdolali K., Halldorson G. L., Green D. Condition assessment and failure modes of solid dielectric cables in perspective. *IEEE Trans. on Power Delivery*. 2002. Vol. 17, No. 1. P. 18–24.
4. Bertini G.J. Neutral Corrosion-significance, causes & mitigation – Novinium, Inc., 2012. 12 p. https://www.novinium.com/wp-content/uploads/2015/05/Neutral_Corrosion-Significance-Causes-itigation.pdf

5. Buchholz V. Finding the root cause of power cable failures. – http://www.electricenergyonline.com/show_article.php?article=186
6. Chindris M., Lingvay I., Homan C., Lingvay C. Corrosion – key factor of durability and safety in the operation of the distribution power networks // *19th Internat. Conf. on Electricity Distribution*. – Vienna, 21-24 May 2007. Papers 489. 4 p. – https://www.researchgate.net/publication/295333185_Corrosion_-_key_factor_of_durability_and_safety_in_the_operation_of_the_distribution_power_networks
7. Comsol multiphysics modeling and simulation software – <http://www.comsol.com/>
8. Densley J. Ageing mechanisms and diagnostics for power cables – an overview. *IEEE Electrical Insulation Magazine*. 2001. Vol. 17, No. 1. P. 14–22.
9. Hernandez-Mejia J. C. Characterization of real power cable defects by diagnostic measurements. *Thesis for the Degree Doctor of Philosophy*. Georgia Institute of Technology, 2008. – 292 p.
10. Hernandez-Mejia J. C., Perkel J. Metallic shield assessment. Chapter 11. – University System of Georgia, Institute of Technology NEETRAC – National Electric Energy Testing, Research and Application Center. Cable Diagnostic Focused Initiative. Georgia Tech Research Corporation, February 2016. 45 p.
11. Hvidsten S., Kvande S., Ryen A., Larsen P.B. Severe degradation of the conductor screen of service and laboratory aged medium voltage XLPE insulated cables. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2009. Vol. 16, No 1. P. 155–161.
12. Isus D., Martinez J. D., Madina V., Santa Coloma P. Corrosion behaviour of submarine power cables in sea-water environment. *8th Internat. Conf. on Insulated Power Cables*. – Jicable'11. 19–23 June 2011, Versailles, France. – Paper A.6.6. – 4 p.
13. Kucheriava I. M. Power cable defects and their influence on electric field distribution in polyethylene insulation. *Technichna Elektrodynamika*. 2017. № 2. P. 19–24.
14. Marcolongo P. Modeling electromechanical phenomena contributing to cable deterioration. *Thesis for the degree of Master of Science in Engineering – Materials Science and Engineering*. – University of California, Berkeley, 2008. 58 p.
15. Williams F. D. Cable accessory failure analysis. *A Research Center in the School of Electrical and Computer Engineering at the Georgia Institute of Technology*. 2010. 59 p.

УДК 621.315.2 : 004.94

І.М. Кучерява, докт. техн. наук

Інститут електродynamіки НАН України,

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

Вплив корозійних явищ на розподіл електричного поля в ізоляції високовольтного кабеля

На основі комп'ютерного моделювання досліджено електричне поле у тришаровій ізоляційній структурі високовольтного кабеля зі зшито-поліетиленовою ізоляцією у випадку корозії металевих елементів – екрана та жили. Розглянуто варіанти виконання екрана у вигляді концентричних провідників і спіральної мідної стрічки. Електричні задачі розв'язано в стандартній програмі методом кінцевих елементів для вісесиметричного представлення кабеля та у його поперечному перерізі. Показано вплив корозії елементів кабеля на значення і характер змінення напруженості електричного поля у прилеглих напівпровідних шарах та в основній ізоляції. Бібл. 15, рис. 5.

Ключові слова: високовольтний кабель, зшити-поліетиленова ізоляція, напівпровідні шари, корозія жили та екрана, комп'ютерне моделювання.

I.M. Kucheriava

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

Peremohy, 56, Kyiv-57, Ukraine

The action of corrosion on electric field distribution in high-voltage cable insulation

The electric field distributions in three-layer insulating structure of high-voltage power cable insulated with cross-linked polyethylene (XLPE) are studied by computer modeling under condition of the corrosion of the aluminum conductor and copper shield /neutral of the cable. The different shield configurations such as concentric neutrals, helical copper tape and longitudinally corrugated metallic shield are considered. The electric field problems are solved using standard software and finite-element method for both axially symmetric model of the cable and its cross-section. The action of the corroded metallic cable components on the values and patterns of electric intensity in the adjoining conductor shield and insulation shield and in main insulation is shown. References 15, figures 5.

Key words: high-voltage cable, cross-linked polyethylene insulation, conductor shield and insulation shield, corrosion of conductor and metallic shield /neutral, computer modeling.

Надійшла 17.11.2017

Received 17.11.2017

УДК 621.3.01:537.212

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ СИЛ В СШИТОЙ ПОЛИЭТИЛЕНОВОЙ ИЗОЛЯЦИИ КАБЕЛЕЙ ВБЛИЗИ ВОДНЫХ МИКРОДЕФЕКТОВ ПРИ ИХ РАСПРОСТРАНЕНИИ

М.А. Щерба, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

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

e-mail: m.shcherba@gmail.com

Исследованы электромеханические силы, возникающие на полюсах водных микровключений и у острий триингов в сшитой полиэтиленовой изоляции сверхвысоковольтных кабелей в переменном электрическом поле. Методом конечных элементов проведены численные эксперименты по расчету электрического поля и механических напряжений в изоляции, возникающих под действием сил диэлектрфореза со стороны водных микродефектов. Установлены особенности изменения этих напряжений в зависимости от характера распространения дефектов в материал изоляции: конфигурации включений, количества и направлений прорастания ветвей триингов. Определены наиболее опасные совокупности дефектов, вызывающие наибольшие поверхностные силы. Такие силы могут превышать десятки МПа, сопоставимы с пределом механической прочности сшитого полиэтилена и могут приводить к его локальным разрушениям. Механическая усталость материала в сильном электрическом поле в присутствии воды может быть объяснением необратимого старения изоляции сверхвысоковольтных кабелей, которая наблюдается при их длительной эксплуатации. Библ. 11, рис. 7.

Ключевые слова: электрическое поле, СПЭ изоляция, водные микровключения, водные триинги, математическое моделирование, силы диэлектрфореза, механическое напряжение.

Сшитая полиэтиленовая (СПЭ) изоляция широко применяется в современном электроэнергетическом оборудовании. Кроме ряда преимуществ ее недостатком является необратимая деградация во внешнем сильном электрическом поле (ЭП), которая приводит к ухудшению диэлектрических свойств изоляции и со временем к частичным и полным пробоям с выходом электрооборудования из строя [3]. Основной причиной деградации СПЭ изоляции считается появление в ней проводящих микродефектов, которые в присутствии влаги становятся центрами образования тонких разветвленных водных структур – триингов [7, 9]. Такие микродефекты сильно возмущают ЭП в изоляции высоковольтных и сверхвысоковольтных кабелей с усилением поля в локальных микрообластях (у полюсов микровключений и острия ветвей триингов) [4]. В таком существенно неоднородном ЭП на водные нано- и субмикронные включения действуют электрические силы, в результате воздействия внешнего поля с зарядами, индуцированными на поверхности включений (силы диэлектрфореза) [2]. В результате такого воздействия в переменном поле водные микродефекты будут создавать пульсирующие поверхностные силы на материал твердого диэлектрика, вызывая механические напряжения в его структуре [5, 11]. Такие напряжения у полюсов вытянутых вдоль поля дефектов могут быть сопоставимы с пределом механической прочности СПЭ изоляции, а значит, со временем приводить к появлению субмикронных трещин. В трещины может втягиваться вода за счет сил диэлектрфореза и капиллярных эффектов. Таким образом, наибольшее количество воды скапливается в микрообластях сильных ЭП возле проводящих микродефектов, которые и становятся центрами триингообразования.

При исследовании локальных усилений поля в диэлектрике с проводящими микродефектами наиболее сложной задачей являются определение закономерностей таких усилений в зависимости от конфигурации дефектов и определение деградационных механизмов материала. Согласно результатам последних исследований [3, 11] важно учитывать не только размеры отдельных микровключений, но и их форму, ориентацию относительно поля, а также наличие других микровключений на близких взаимных расстояниях и их взаимное расположение. Так, согласно современным требованиям к качеству СПЭ изоляции для кабелей на высокие и сверхвысокие напряжения регламентируются не только максимальные допустимые размеры микровключений, но и их предельная концентрация [3].

В работах [3, 5, 11] рассчитываются возникающие электромеханические силы для дефектов характерных конфигураций. Однако конфигурация водных включений и триингов в диэлектрике может меняться в процессе эксплуатации кабелей. Причем процесс развития дефектов имеет положительную обратную связь, т.е. становится все более интенсивным, ускоряясь по мере увеличения объемов деградированной изоляции. Так, вода, втягиваясь в микрообласти повышенной напряженности ЭП, образует "облако" близко расположенных включений, между которыми со временем появляются тонкие каналы. По мере их заполнения водой, микровключения в "облаке" объединяются в единую разветвленную проводящую структуру, которая, в свою очередь, еще больше усиливает ЭП, что приводит к возрастанию сил диэлектрореза и втягиванию еще больше воды в эту область. Это увеличивает размеры дефектов, и такой процесс имеет лавинообразный характер с возрастающей скоростью.

В то же время в работах [3, 4] показано, что к дополнительным усилениям поля приводят лишь группы дефектов, ориентированные вдоль его силовых линий. А близко расположенные включения, перпендикулярные ЭП, наоборот, его ослабляют. Результаты экспериментальных исследований работы [11] демонстрируют замедление и даже полную остановку роста триинга при его разветвлении перпендикулярно полю. Эти исследования дают возможность предположить, что различия в конфигурации микродефектов оказывают существенное влияние на электрофизические процессы, возникающие в СПЭ изоляции, и этот вопрос требует дополнительных исследований.

Поэтому целью данной работы является расчет электромеханических сил, возникающих на полюсах водных микровключений и у острий триингов в сшитой полиэтиленовой изоляции сверхвысоковольтных кабелей в переменном электрическом поле, а также установление особенности изменения этих сил в зависимости от характера распространения дефектов в материал изоляции.

Физико-математическая постановка задачи. Рассчитывалось распределение ЭП в твердом диэлектрике (сшитой полиэтиленовой изоляции) кабеля на напряжение до 330 кВ. Напряженность ЭП в СПЭ изоляции вблизи токопроводящей жилы таких кабелей равняется 10–13 кВ/мм [3]. Моделирование поля проводилось в микрообласти диэлектрика цилиндрической формы высотой 200 мкм и диаметром 150 мкм, к которой приложено синусоидальное напряжение 2 кВ частотой 50 Гц (см. рис. 1), т.е. средняя напряженность поля равнялась $E_{cp} = 10$ кВ/мм. Учитывалось наличие в изоляции водных микровключений эллипсоидальной формы с различным соотношением полуосей, а также водных триингов с различным количеством и длиной ветвей. Такая конфигурация дефектов является характерной для СПЭ изоляции, где размеры дефектов варьируются от нескольких микрон до 50 мкм – предельно допустимого значения согласно существующим требованиям.

Среды считались однородными, изотропными и линейными при $E_{cp} < 20$ кВ/мм. При $E_{cp} \geq 20$ кВ/мм учитывалась зависимость удельной электропроводности СПЭ изоляции $\sigma(E)$ от напряженности ЭП E согласно экспериментальным и теоретическим данным в [6, 10]. Согласно разработанной в этих работах модели зависимость $\sigma(E)$ представлялась следующим выражением:

$$\sigma(E) = \sigma_{const} \left(\frac{2kT}{aeE(t)} \right) \text{sh} \left(\frac{aeE(t)}{2kT} \right), \quad (1)$$

где $\sigma_{const} = 10^{-14}$ См/м – постоянная проводимость СПЭ в слабом ЭП; e – заряд носителя; T – абсолютная температура; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана и a – расстояние между потенциальными энергетическими барьерами, которое для полиэтилена составляет порядка 2 нм.

Учитывая, что ЭП низкочастотное, задача

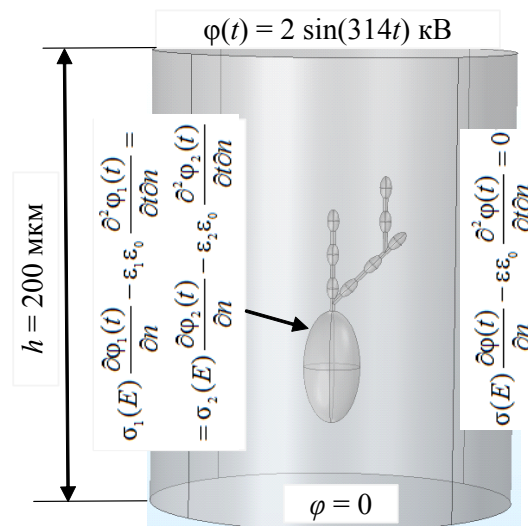


Рис. 1

формулювалась в квазістатическому приближенні согласно системе уравнений Максвелла [1].

Расчетное уравнение для скалярного электрического потенциала $\varphi(t)$ ($\mathbf{E}(t) = -\text{grad } \varphi(t)$), как и в [2, 4], записывалось в виде

$$\text{div} \left[\sigma(E) \text{grad } \varphi(t) - \varepsilon \varepsilon_0 \frac{\partial \text{grad } \varphi(t)}{\partial t} \right] = 0, \quad (2)$$

где $\sigma(E)$, ε – соответственно электрическая проводимость и диэлектрическая проницаемость сред.

Уравнение (2) дополнялось условиями на границах расчетной области, представленной на рис. 1: на верхней и нижней границах – заданием значений потенциалов $\varphi(t)$, а на боковых границах – равенством нулю производных потенциалов $\varphi(t)$ по нормали $\mathbf{n}$ к поверхности. На границе раздела "вода–СПЭ изоляция" задавались условия

$$\sigma_1(E) \frac{\partial \varphi_1(t)}{\partial n} - \varepsilon_1 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \varphi_1(t)}{\partial t \partial n} = \sigma_2(E) \frac{\partial \varphi_2(t)}{\partial n} - \varepsilon_2 \varepsilon_0 \frac{\partial^2 \varphi_2(t)}{\partial t \partial n}, \quad (3)$$

т.е. равенство нормальных компонент плотности полного тока: $\mathbf{n} \cdot (\mathbf{J}_{\text{полн.1}}(t) - \mathbf{J}_{\text{полн.2}}(t)) = 0$.

Расчетный интервал времени Δt дискретизировался, и уравнение (2) решалось методом конечных элементов для всех моментов t_i с учетом нелинейной зависимости, определяемой согласно выражению (1). Анализовались действующие значения рассчитанных временных функций. Решение реализовано в пакете Comsol Multiphysics [8].

Для расчета электромеханических поверхностных сил $\mathbf{f}_s(t)$, возникающих на границе раздела "проводник–диэлектрик" под действием внешнего ЭП, использовался тензор натяжений Максвелла $\hat{\mathbf{T}}(t)$ [1]:

$$\mathbf{f}_s(t) = \hat{\mathbf{T}}(t) \cdot \mathbf{n} = \left[\frac{1}{2} (\mathbf{D}(t) \cdot \mathbf{E}(t)) \hat{\mathbf{I}} - \mathbf{D}(t) \otimes \mathbf{E}(t) \right] \cdot \mathbf{n}, \quad (4)$$

где $\hat{\mathbf{I}}$ – единичный тензор; $\otimes$ – диадное (тензорное) произведение; $\mathbf{D} = \varepsilon \varepsilon_0 \mathbf{E}$.

Результаты численного эксперимента. На разработанной математической модели проводился расчет электрических сил $\mathbf{f}_s$ (максимальных значений за период) со стороны различных микровключений и триингов на СПЭ изоляцию. На первом этапе рассматривались отдельные "мелкие" микровключения на близких взаимных расстояниях, ориентированные вдоль ЭП и под углом к нему, находящиеся в поле "крупного" также эллипсоидального микровключения (рис. 2). Такая конфигурация моделирует этап деградации СПЭ изоляции, при котором вода втягивается в области сильных полей и накапливается в виде группы ("облака") близко расположенных включений (этап перед образованием ветвей триинга).

В качестве примера моделировались две тройки включений (включения № 2, 3 и 4 ориентированы вдоль ЭП, а включения № 5, 6 и 7 под углом 45° к нему), каждое из которых имело форму эллипсоида вращения с полуосями 2,5 x 2,5 x 5 мкм. Расстояния между полюсами включений составляло 5 мкм, а удаление этих троек включений от "крупного" эллипсоида № 1 с полуосями 1,25 x 12,5 x 25 мкм составляло 5 мкм.

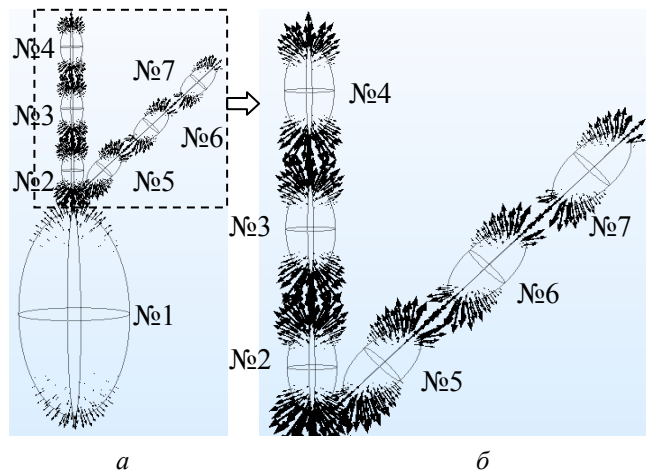


Рис. 2

Результаты численного эксперимента по расчету возникающих сил $\mathbf{f}_s$ показаны на рис. 2, где векторы демонстрируют их локализацию, направление и величину. Наибольшие значения силы $\mathbf{f}_s$ принимают (единицы МПа) на полюсах микровключений.

Распределение скалярной величины $f_s = |\mathbf{f}_s|$ по поверхности групп включений № 2, 3, 4 и № 5, 6, 7 показаны на графиках рис. 3. На рис. 3 а сплошная, пунктирная и точечная линии соответствуют включениям № 2, 3 и 4, а на рис. 3 б – включениям № 5, 6

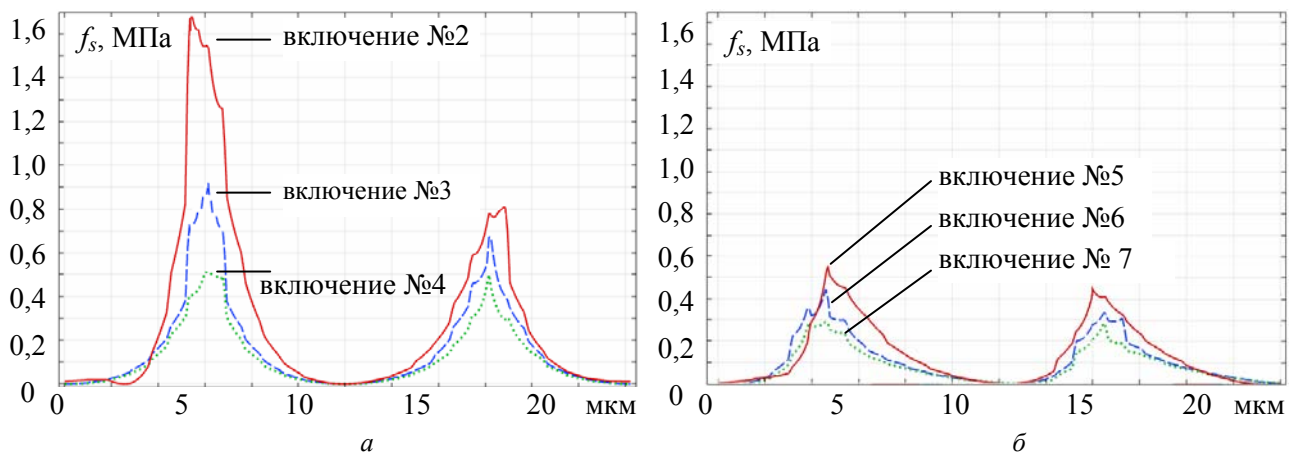


Рис. 3

и 7. Максимальная сила $f_{s \max 2} = 1,7$ МПа наблюдается у полюса вклучения № 2, наиболее близкого к полюсу "крупного" вклучения № 1. У полюса вклучения № 5 $f_{s \max 5} = 0,55$ МПа.

Отметим, что, попадая в возмущенное поле вблизи вклучения № 1, у полюсов вклучений № 2, 3, 5 и 6 дополнительно возрастает напряженность ЭП и, как следствие, сила f_s . Так, если вклучение № 1 отсутствует, то величина $f_{s \max}$ у полюсов тройки вклучений вдоль поля составляет порядка $f_{s \max} = 0,5$ МПа, а у вклучений под 45° к нему – $f_{s \max} = 0,3$ МПа. При наличии вклучения № 1 за счет дополнительных возмущений величины $f_{s \max}$ у полюсов вклучений № 2, 3, 5 и 6 возрастают до значений $f_{s \max 2} = 1,7$ МПа, $f_{s \max 3} = 0,9$ МПа, $f_{s \max 5} = 0,55$ МПа и $f_{s \max 6} = 0,45$ МПа соответственно. Также влияние "крупного" вклучения отражено в несимметричности распределения сил у полюсов (бóльшая высота пиков слева, чем справа на графиках рис. 3 а и б).

На втором этапе исследований рассматривалось объединение "мелких" микровклучений между собой и соединение их с "крупным" вклучением тонкими водными каналами. Такая ситуация моделирует образование водного триинга на поверхности вклучения № 1. Форма, размеры и взаимные расстояния вклучений остались неизменными, а каналы триинга имели диаметр 2 мкм и длину 5 мкм.

Распределение сил f_s вблизи дефектов такой конфигурации показано на рис. 4. Распределения величины f_s по поверхности всех шести "мелких" вклучений показаны на графиках рис. 5, где сплошная, пунктирная и точечная линии соответствуют вклучениям № 4, 3, 2 (рис. 5 а) и № 7, 8, 9 (рис. 5 б).

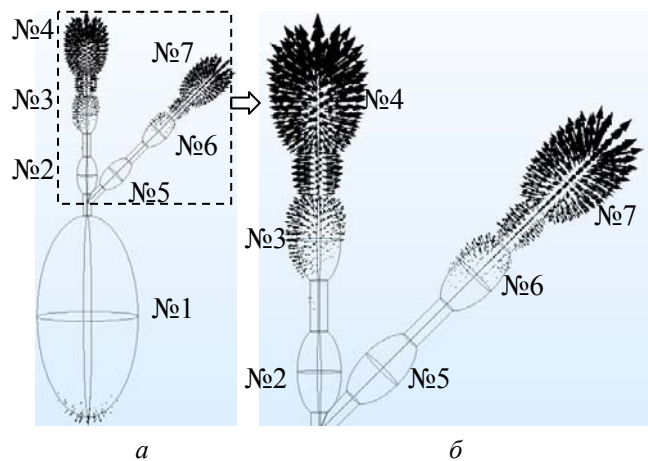


Рис. 4

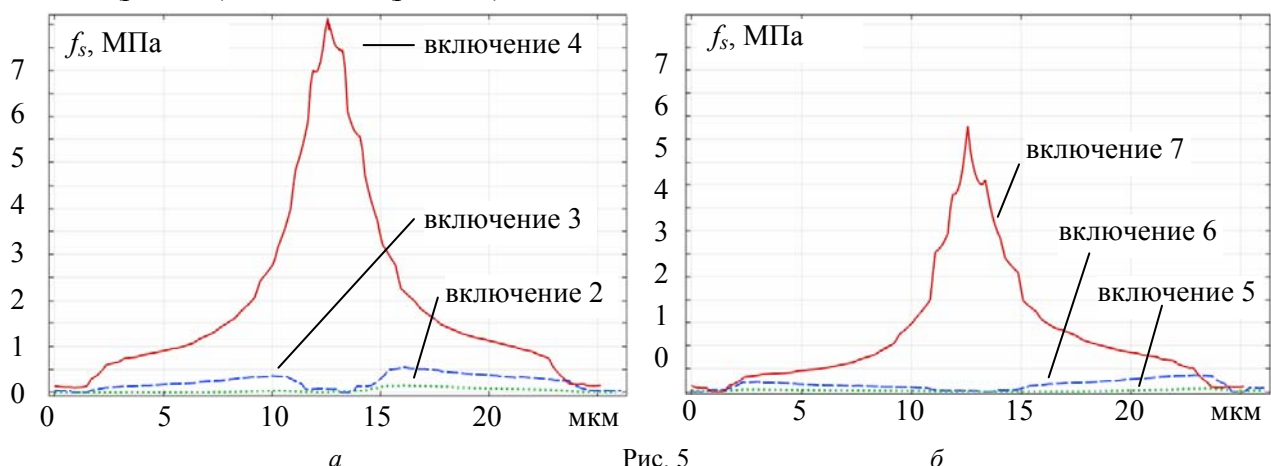


Рис. 5

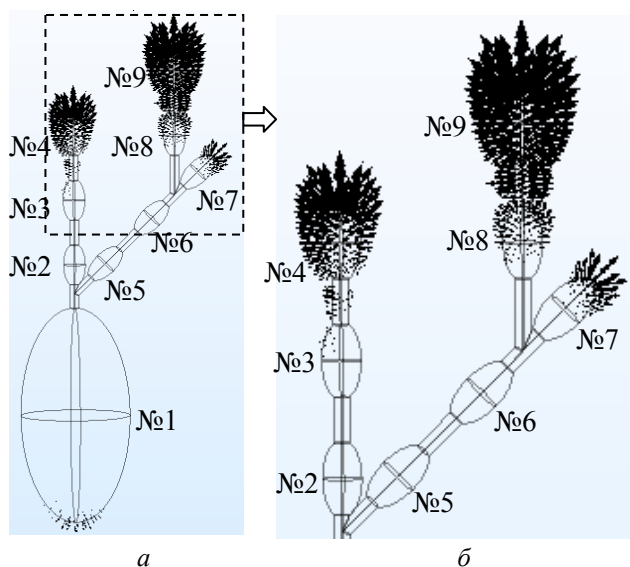


Рис. 6

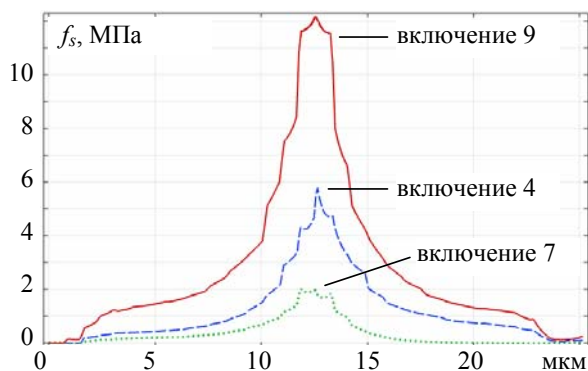


Рис. 7

Анализируя результаты моделирования, можно заключить, что максимальная сила возникает уже возле полюса включения № 4, а не возле включения № 2, как в предыдущем случае, и равняется $f_{s \max 4} = 8,15$ МПа. Полученные значения в 4,8 раза выше, чем максимальная сила у не объединённых включений. Также существенно возрастает сила у полюса включения № 7 – $f_{s \max 7} = 5,75$ МПа. Такой объединённый микродефект возмущает ЭП как единая проводящая структура, где максимальные напряженности и силы возникают у полюсов крайних включений, в то время как силы у поверхности внутренних включений № 2, 3, 5 и 6 остаются на уровне 0,45 – 0,50 МПа (пунктирная и точечная линии на рис. 5).

И на третьем этапе исследований рассматривалось возможное развитие триинга, связанное с увеличением количества его ветвей при втягивании новых микровключений в область сильного ЭП. Моделировалась ситуация появления дополнительной третьей ветви, состоящей из двух водных микровключений и соединяющих их каналов, как показано на рис. 6. Анализируя длины и распределение векторов, можно заключить, что наибольшие силы f_s возникают у полюсов крайних включений № 4, 7 и 9.

Ветвление триинга приводит к дальнейшему увеличению максимальных сил в СПЭ изоляции. Так, $f_{s \max}$ наблюдается у полюса включения № 9 и равняется $f_{s \max 9} = 11,5$ МПа, что больше максимальных сил в первом и втором численных экспериментах в 6,8 раза и в 1,4 раза соответственно. Распределения величины f_s у полюсов крайних включений ветвей триинга показано на рис. 7, где сплошная, пунктирная и точечная линии соответствуют включениям № 4, 7 и 9.

Выводы. 1. В процессе образования и развития водного триинга в СПЭ изоляции сверхвысоковольтных кабелей возрастают механические напряжения, возникающие в результате действия электромеханических поверхностных сил f_s со стороны водных микродефектов. Каждый новый этап (втягивание водных микровключений в область сильного поля, их объединение водными каналами в единый триинг, увеличение количества его ветвей) увеличивает величину максимальной силы $f_{s \max}$ у полюсов включений. Для рассматриваемой конфигурации дефектов $f_{s \max}$ возросло от 1,7 МПа для отдельных включений до 8,15 МПа при образовании триинга и 11,5 МПа при его ветвлении.

2. Область наибольших поверхностных сил меняет свою локализацию при развитии дефектов в изоляции. В случае отдельных "мелких" включений в поле одного "крупного" наибольшие силы возникают у наиболее близких к нему полюсов "мелких" включений (у полюсов внутренних включений группы). При объединении дефектов в единый триинг наибольшие силы возникают у полюсов внешних включений. А при дальнейшем ветвлении триинга у острия наиболее длинной его ветви, направленной вдоль поля.

3. Возникающие силы сопоставимы с пределом механической прочности СПЭ изоляции и могут приводить к появлению микротрещин материала, которые со временем будут заполняться водой. Механическая усталость сшитого полиэтилена в сильном электрическом поле в присутствии воды может быть объяснением необратимого старения изоляции сверх-

высоковольтных кабелей, которая наблюдается при их длительной эксплуатации.

1. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. 4-е изд. Москва: Физматлит. 2003. 560 с.
2. Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Мультифизическое моделирование в электротехнике. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2015. 304 с.
3. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Кабели с полимерной изоляцией на сверхвысокие напряжения. Киев: Институт электродинамики НАН Украины, 2013. 550 с.
4. Щерба М.А. Особенности локального усиления электрического поля проводящими включениями в нелинейной полимерной изоляции. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 2. С. 16–23.
5. Щерба М.А. Влияние электропроводности водных триингов на плотности токов и давлений, возникающие в полиэтиленовой изоляции. *Технічна електродинаміка*. 2016. № 4. С. 14–16.
6. Boggs S.A. Semi-empirical high-field conduction model for polyethylene and implications thereof. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 1995. Vol 2.1. P. 97–106.
7. Burkes K.W., Makram E.B., Hadidi R. Water Tree Detection in Underground Cables Using Time Domain Reflectometry. *IEEE Power and Energy Technology Systems Journal*. 2015. Vol. 2(2). P. 53–62.
8. Comsol Inc. Burlington, MA. <https://www.comsol.com>, 2017.
9. Kurihara T., Okamoto T., Hozumi N., Miyajima K., Uchida K. Evaluation of relationship between residual charge signal and AC breakdown strength of water-tree degraded XLPE cables removed from service using. *IEEE Trans. on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2017. Vol. 24(1). P. 656–665.
10. Tokoro T., Nagao M. and Kosaki M. High Field Dielectric Properties and ac Dissipation Current Waveforms of Polyethylene Film. *IEEE Trans. on Electrical Insulation*. 1992. Vol. 27. No. 3. P. 482–487.
11. Wang W., Tao W., Ma Z., Liu J. The mechanism of water tree growth in XLPE cables based on the finite element method. *IEEE Intern. Conf on High Voltage Engineering and Application (ICHVE)*, Chengdu (China). 2016. P. 1–4.

УДК 621.3.01:537.212

М.А. Щерба, канд. техн. наук

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

Розрахунок електромеханічних сил у зшитій поліетиленовій ізоляції кабелів біля водних мікроефектів при їх поширенні

Досліджено електромеханічні сили, що виникають на полюсах водних мікроефектів і біля вістрів триінгів в зшитій поліетиленовій ізоляції надвисоковольтних кабелів у змінному електричному полі. Методом кінцевих елементів проведено чисельні експерименти з розрахунку механічних напружень у ізоляції, які виникають під дією сил діелектрофорезу з боку водних мікроефектів. Встановлено особливості зміни цих напружень в залежності від характеру поширення дефектів у матеріал ізоляції: конфігурації включень, кількості і напрямків проростання гілок триінгів. Визначено найбільш небезпечні сукупності дефектів, які викликають найбільші поверхневі сили. Такі сили можуть перевищувати десятки МПа, є співставними з межею механічної міцності зшитого поліетилену і можуть призводити до локальних руйнувань матеріалу. Механічна втома матеріалу в сильному електричному полі в присутності води може бути поясненням незворотного старіння ізоляції надвисоковольтних кабелів, яка спостерігається при їх тривалій експлуатації. Бібл. 11, рис. 7.

Ключові слова: електричне поле, ЗПЕ ізоляція, водні мікроефекти, водні триінги, математичне моделювання, сили діелектрофорезу, механічне напруження.

M.A. Shcherba

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Calculation of electromechanical forces in XLPE cable insulation near water micro-defects during their distribution

Electromechanical forces arising at the poles of water micro-inclusions and at the tips of trees in cross-linked polyethylene insulation of ultra-high-voltage cables in an alternating electric field are studied. The finite element method was used to carry out the numerical experiments on the calculation of electrical field and mechanical stresses in the insulation arising under the action of dielectrophoresis forces as the result of influence of electric field on the water microdefects. The features of the change in these stresses are determined depending on the nature of the distribution of the defects in the insulation material: the configuration of inclusions, the number of the branches of the trees and directions of its germination. The most dangerous configurations of defects that cause the greatest local stresses are determined. These stresses can exceed tens of MPa and they are comparable to the ultimate mechanical stress limit for cross-linked polyethylene and therefore they can lead to local destruction of the material. Mechanical fatigue of the material in a strong electric field in the presence of moisture can be a reason of the irreversible aging of the insulation of ultrahigh-voltage cables, which is observed during their long-term operation. References 11, figures 7.

Key words: electric field, XLPE insulation, water micro-inclusions, water trees, mathematical modeling, dielectrophoresis forces, mechanical stress.

Надійшла 26.01.2018

Received 26.01.2018

◆ НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ◆

УДК 621.314

УСРЕДНЕНИЕ МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ С ЦЕПЬЮ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Ю.В. Руденко¹, канд. техн. наук, **Т.В. Руденко²**, канд. техн. наук

1 – Институт электродинамики НАН Украины,

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

e-mail: rudenko@ied.org.ua

2 – Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт им. И. Сикорского»,

пр. Победы, 37, Киев, 03056, Украина

Проанализированы процессы в цепи второго порядка в импульсном преобразователе постоянного напряжения понижающего типа. Исследовано влияние нелинейности функций переменных состояний преобразователя на точность расчетов при использовании способа усреднения модели в пространстве состояний. Определено, что характер процессов в цепи второго порядка в широком диапазоне параметров элементов схемы при принятых допущениях не вызывает погрешности расчета более чем 5,5 % по сравнению с методами имитационного моделирования. Показано, что замена конденсатора в цепи второго порядка источником постоянной ЭДС уменьшает количество уравнений и неизвестных переменных усредненной системы, что упрощает ее решение и применение способа усреднения в целом. Библ. 10, рис. 3, таблица.

Ключевые слова: метод усреднения в пространстве состояний, импульсный преобразователь постоянного напряжения.

Методы усреднения широко используются при анализе импульсных преобразователей постоянного напряжения [1, 4 – 10]. Они заключаются в усреднении дифференциальных уравнений, описывающих процессы в преобразователе на интервалах его работы, записанных в единую систему после их суммирования и введения соответствующих весовых функций. Однако основным недостатком существующих методов является потеря информации о поведении переменных состояния внутри каждого периода коммутации, т.е. о величине пульсаций. В работах [2, 3] предложен способ получения усредненной системы уравнений в пространстве состояний, при котором среднее значение производной переменной состояния в соответствии с теоремой Лагранжа записывается в виде величины приращения функции, отнесенной к длительности соответствующего интервала работы преобразователя. Итоговая усредненная система уравнений записывается как совокупность усредненных уравнений на всех интервалах работы. Она позволяет определить не только средние значения переменных состояний, но и величину их приращения на интервалах, величину пульсаций, длительность интервалов установившегося процесса. Применение методов усреднения в пространстве состояний [1, 4 – 10] и разработанного на их основе способа [2, 3] основано на допущениях о том, что средние значения переменных на разных интервалах равны между собой, средние значения переменных и их производных на интервалах равны соответствующим мгновенным значениям в один и тот же момент времени в пределах каждого интервала. Это значит, что законы, записанные в виде исходных дифференциальных уравнений, будут выполняться и для средних значений переменных, равных мгновенным значениям в указанные моменты времени, что подтверждает корректность усредненной системы. В работе [3] на примере преобразователя с цепью первого порядка показано, что моменты сравнения средних и мгновенных значений переменных и их производных для такой цепи равны между собой при любой степени нелинейности экспоненциальных функций переменных и определяются одним и

тем же аналитическим выражением. Равенство средних значений на интервалах зависит от степени нелинейности функций переменных, которая в свою очередь определяется постоянной времени цепи первого порядка. В работе проведен анализ точности расчета с помощью предложенного способа усреднения для цепи первого порядка в зависимости от степени нелинейности функций переменных состояния в сравнении с методом имитационного моделирования. Однако большой сегмент преобразовательных схем представляют собой преобразователи с цепями второго порядка. Ввиду того, что исследования с использованием данного способа усреднения моделей преобразователей с цепями второго порядка ранее не проводились, анализ точности усредненной модели в применении к этой категории преобразователей является актуальным.

Цель работы – анализ точности разработанной ранее усредненной модели в пространстве состояний в применении к преобразователям с цепями второго порядка с учетом степени нелинейности функций переменных состояний.

В качестве примера рассмотрим преобразователь понижающего типа с цепью второго порядка (рис. 1), работающий в режиме непрерывных токов дросселя и представленный на рис. 1, где обозначено: R_L – активное сопротивление обмотки дросселя; R_H – сопротивление нагрузки; C – емкость конденсатора; L – индуктивность дросселя; γ – кусочно-постоянный периодический коэффициент, равный единице на интервале накопления T_n энергии дросселем и равный нулю на интервале отдачи $T - T_n$ энергии в нагрузку; T – период рабочей частоты. Считаем коммутационные процессы переключающих элементов мгновенными, а сами элементы заменяем S -моделями. Для получения усредненной модели такого преобразователя запишем в соответствии с законами Кирхгофа систему дифференциальных уравнений, описывающих процессы в схеме:

$$L \frac{di_1}{dt} + R_L i_1 + u_C = \gamma U_{ex}; \quad (1)$$

$$C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R_H} = i_1. \quad (2)$$

В соответствии с работой [3] перейдем к усредненной системе уравнений, записанных для двух рабочих интервалов преобразователя, применяя теорему Лагранжа для производных переменных состояний:

$$L \frac{\Delta I_{1n}}{T_n} + R_L I_{1cp,n} + U_{Ccp,n} = U_{ex}; \quad (3)$$

$$C \frac{\Delta U_{Cn}}{T_n} + \frac{U_{Ccp,n}}{R_H} = I_{1cp,n}; \quad (4)$$

$$L \frac{\Delta I_{1o}}{T - T_n} - R_L I_{1cp,o} - U_{Ccp,o} = 0; \quad (5)$$

$$C \frac{\Delta U_{Co}}{T - T_n} + \frac{U_{Ccp,o}}{R_H} = I_{1cp,o}, \quad (6)$$

где переменные ΔU_{Cn} , ΔU_{Co} , $U_{Ccp,n}$, $U_{Ccp,o}$, ΔI_{1n} , ΔI_{1o} , $I_{1cp,n}$, $I_{1cp,o}$ являются приращениями и средними значениями функций напряжения u_C и тока i_1 на интервалах накопления и отдачи энергии соответственно.

Рассмотрим подробнее эти переменные. Ток конденсатора LC контура, как производная напряжения на нем $i_C = \frac{CdU_C}{dt}$, представляет собой знакопеременную монотонно нарастающую и спадающую на интервалах периодическую функцию (рис. 2). В установившемся режиме ее среднее значение на интервалах и за период в целом практически равно нулю, если допустить отсутствие токов утечки конденсатора. Поэтому приращения ΔU_C функции u_C на интервалах также близки к нулю, в особенности, если принять допущение о достаточно

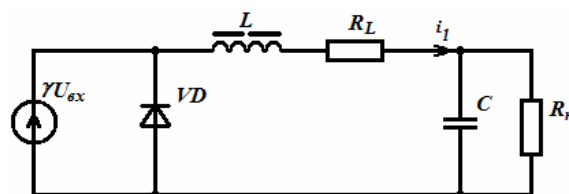


Рис. 1

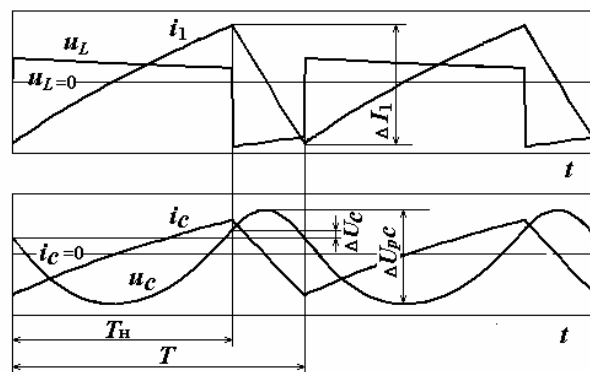


Рис. 2

малой величине пульсаций напряжения на конденсаторе ΔU_{PC} , так как приращение напряжения на конденсаторе на интервалах всегда меньше максимального размаха его величины (пульсации) $\Delta U_{PC} > \Delta U_C$.

В уравнениях (4) и (6) приращения функции u_C на интервалах можно принять равными нулю: $\Delta U_{Cn} = \Delta U_{Co} = \Delta U_C = 0$, и из усредненной системы исключается переменная, связанная с приращением напряжения на конденсаторе на интервалах периода. Функция напряжения на конденсаторе u_C имеет явно выраженный параболический вид на интервалах и величины его среднего значения на этих интервалах не равны между собой. Однако при условии о достаточно малых пульсациях напряжения на конденсаторе можно допустить, что несмотря на существенно нелинейный характер функции напряжения на конденсаторе, его средние значения на интервалах равны между собой и их можно заменить общей переменной для всего периода: $U_{Ccp.n} = U_{Ccp.o} = U_{Ccp}$. Следует заметить, что моменты сравнения мгновенных значений со своими средними значениями для функций напряжения и тока конденсатора на интервалах периода также не совпадают между собой. Однако при переходе к усредненной системе, из-за исключения из уравнений (4), (6) члена со средней производной напряжения на конденсаторе ввиду того, что $\Delta U_{Cn} = \Delta U_{Co} = 0$, выполнение условия о равенстве моментов совпадения мгновенных и средних значений тока и напряжения для конденсатора остается неустраиваемым.

В установившемся режиме приращения ΔI_1 функций тока i_1 на интервалах равны между собой, поэтому заменим их общей переменной: $\Delta I_{In} = \Delta I_{Io} = \Delta I_1$. В силу допущения о линейном характере функций тока i_1 , его средние значения на интервалах равны между собой, что дает основание заменить их единой переменной для всего периода: $I_{1cp.n} = I_{1cp.o} = I_{1cp}$.

Ввиду сделанных допущений усредненная система уравнений (3)...(6) упрощается, что позволяет переписать ее в следующем виде:

$$L \frac{\Delta I_1}{T_n} + R_L I_{1cp} + U_{Ccp} = U_{ex}; \quad (7)$$

$$L \frac{\Delta I_1}{T - T_n} - R_L I_{1cp} - U_{Ccp} = 0; \quad (8)$$

$$I_{1cp} = \frac{U_{Ccp}}{R_H}. \quad (9)$$

Решением полученной системы являются следующие выражения:

$$\Delta I_1 = \frac{U_{ex}}{L} \frac{T_n(T - T_n)}{T}; \quad U_{Ccp} = \frac{T_n}{T} \frac{U_{ex}}{(R_H/R_L + 1)}; \quad I_{1cp} = \frac{U_{Ccp}}{R_H}. \quad (10)$$

От степени выполнения описанных допущений (от степени нелинейности переменных состояний) зависит точность полученной усредненной модели (7)...(9) рассматриваемого преобразователя и полученных из нее выражений (10). И если минимизация пульсаций напряжения на конденсаторе путем увеличения его емкости снимает требования к линейности характера функции напряжения u_C и равенству средних и мгновенных значений u_C и i_C , то допущение о близости к линейному характеру тока дросселя i_L остается актуальным и зависит от постоянных времени цепи преобразователя. Это же относится и к допущению о равенстве моментов сравнения средних и мгновенных значений переменных состояний и их производных, однако это касается только функции тока дросселя i_L и его производной u_L (напряжения на дросселе). А два последних фактора, относящиеся к функции тока дросселя, напрямую зависят от характера цепи, в рассматриваемом случае – от характера цепи второго порядка. Функция тока такой цепи выражается комбинацией либо экспоненциальных функций, либо тригонометрических с экспоненциальным затуханием в зависимости от знака дискриминанта характеристического уравнения. Степень нелинейности такой функции определяется постоянными времени RL цепи и собственной частотой LC контура преобразователя.

В связи с этим возникает основной вопрос – при каких постоянных времени RL цепи и собственных частотах LC контура преобразователя степень нелинейности функции тока и

разница моментов сравнения средних и мгновенных значений тока и его производной минимальны либо равны такому значению, когда погрешность вычисления по полученной усредненной модели не превышает минимальных заданных значений.

Зададим величину δ_i , определяющую степень нелинейности функции тока и равную относительной разнице среднего значения функции тока дросселя i_{cp} и линейной функции f_{cpl} , которая определена на том же интервале постоянства структуры и совпадает функцией тока в начальной и конечной точках интервала:

$$\delta_i = \frac{I_{1cp} - f_{cpl}}{f_{cpl}}. \quad (11)$$

Также зададим величину δ_t , равную относительной разнице моментов сравнения среднего и мгновенного значения тока t_i и его производной t_u :

$$\delta_t = \frac{t_i - t_u}{t_u}. \quad (12)$$

В качестве примера рассмотрим характер функций тока дросселя на интервале накопления энергии дросселем T_n . Для анализа соотношений (11), (12) необходимо определить выражения для функций тока и его производной. В зависимости от знака дискриминанта имеем следующие выражения:

– в случае действительных корней при $d > 0$

$$i_1(t) = K_1 e^{p_1 t} + K_2 e^{p_2 t} + U_{ex} / (R_L + R_H); \quad (13)$$

$$u_L(t) = LK_1 p_1 e^{p_1 t} + LK_2 p_2 e^{p_2 t}, \quad (14)$$

где $p_1 = (\sqrt{d} - B)/2$, $p_2 = -(\sqrt{d} + B)/2$ – корни характеристического уравнения; $d = (1/\tau_L - 1/\tau_C)^2 - 4\omega^2$ – дискриминант характеристического уравнения; $B = 1/\tau_L + 1/\tau_C$; $\tau_L = L/R_L$, $\tau_C = R_H C$ – постоянные времени цепи; $\omega = 1/\sqrt{LC}$ – частота собственных колебаний идеального LC контура; K_1, K_2 – постоянные интегрирования, определяемые в результате решения системы уравнений

$$K_1 + K_2 = I_{1n} - U_{ex} / (R_L + R_H);$$

$$K_1 p_1 + K_2 p_2 = U_{ex} / L - I_{1n} R_L / L - U_{Cn} / L,$$

в которой I_{1n}, U_{Cn} – начальные значения тока дросселя и напряжения на конденсаторе на интервале накопления энергии;

– в случае комплексно-сопряженных корней при $d < 0$

$$i_1(t) = e^{\tau} (M_1 \cos(\omega_p t) + M_2 \sin(\omega_p t)) + U_{ex} / (R_L + R_H); \quad (15)$$

$$u_L(t) = L e^{\tau} ((\tau M_1 + \omega_p M_2) \cos(\omega_p t) + (\tau M_2 - \omega_p M_1) \sin(\omega_p t)), \quad (16)$$

где $\tau = -B/2$; $\omega_p = \sqrt{|d|}/2$ – частота реального LC контура; M_1, M_2 – постоянные интегрирования, определяемые в результате решения системы уравнений

$$M_1 = I_{1n} - U_{ex} / (R_L + R_H);$$

$$M_1 \tau + M_2 \omega_p = U_{ex} / L - I_{1n} R_L / L - U_{Cn} / L.$$

Для использования полученных уравнений (13)...(16) необходима проверка знака дискриминанта d характеристического уравнения. Выражение для дискриминанта можно записать также в следующем виде: $d = (1/\tau_L - 1/\tau_C - 2\omega)(1/\tau_L - 1/\tau_C + 2\omega) = F_1 F_2$, где $F_1 = 1/\tau_L - 1/\tau_C - 2\omega$, $F_2 = 1/\tau_L - 1/\tau_C + 2\omega$.

На рис. 3 изображены графики функций F_1 (рис. 3 а), F_2 (рис. 3 б), d (рис. 3 в). Функции F_1, F_2 являются разрывными с точкой разрыва второго рода при $R_H = 0$. Расположение графиков данных функций относительно оси изменения параметра R_H зависит от величины R_L . При $R_L = 2\omega L$ функция F_1 не имеет корней и имеет выражение $F_1 = -1/R_H C$. Функция $F_2 = 4\omega - 1/R_H C$ имеет корень $R_H = 1/4\omega C$. При $R_L = 0$ функции смещены вниз. Корень

функции F_1 определяется выражением $R_{H1} = -1/2\omega C$ и не имеет физического смысла. Корень функции F_2 равен $R_{H2} = 1/2\omega C$. При значениях $R_L > 2\omega L$ функции F_1, F_2 смещены вверх, причем график функции d в области, имеющей физический смысл значений аргумента $R_H > 0$, имеет два корня: $R_{H1} = 1/C(R_L/L - 2\omega)$, $R_{H2} = 1/C(R_L/L + 2\omega)$. Теоретически при $R_L \rightarrow \infty$ корни функций F_1, F_2 стремятся к нулевым значениям $R_{H1} \rightarrow 0$, $R_{H2} \rightarrow 0$, что следует из определения предела функции $\lim_{R_L \rightarrow \infty} (1/C(R_L/L \pm 2\omega)) = 0$.

Таким образом, для имеющих физический смысл значений сопротивлений нагрузки $R_H > 0$ положительные значения дискриминанта $d > 0$ определяются следующим образом:

- в области $0 < R_L \leq 2\omega L$ дискриминант положителен при условии $0 < R_H < 1/C(R_L/L + 2\omega)$;
- в области $R_L > 2\omega L$ дискриминант положителен в двух диапазонах: $0 < R_H < 1/C(R_L/L + 2\omega)$ и $R_H > 1/C(R_L/L - 2\omega)$.

Далее, определим средние значения функции тока дросселя, его производной (напряжения дросселя) и линейной функции, совпадающей

с током дросселя в начальный и конечный моменты времени интервала T_n в соответствии с выражениями

$$I_{lcp} = \frac{1}{T} \int_0^{T_n} i_l(t) dt, \quad U_{Lcp} = \frac{1}{T_n} \int_0^{T_n} u_L(t) dt, \quad f_{cp.l} = \frac{I_{lн} + i_1(T_n)}{2}.$$

Моменты сравнения среднего и мгновенного значений тока t_i и его производной t_u определим, приравняв полученные функции (13)...(16) к найденным ранее средним значениям:

$$i_1(t_i) = I_{lcp}; \quad u_L(t_u) = U_{Lcp}.$$

Подставляя полученные значения в выражения (11), (12), можно рассчитать величины δ_i и δ_u , которые определяют степень нелинейности функции тока дросселя.

Для оценки точности разработанной усредненной модели преобразователя с цепью второго порядка необходимо рассчитать с помощью полученных ранее уравнений (10) параметры функции тока дросселя – среднее значение и амплитуду пульсаций – при различной степени нелинейности этой функции. Оценку точности расчетов по полученной усредненной модели можно произвести, сопоставив их с результатами расчетов с помощью наиболее доступных методов имитационного моделирования в заданном диапазоне параметров элементов цепи. Это позволит сделать выводы о наиболее предпочтительных диапазонах параметров (постоянной времени RL цепи и собственной частоты LC контура преобразователя), в которых точность расчета по разработанной усредненной модели максимальна.

Произведем соответствующие расчеты величин δ_i и δ_u , среднего значения I_{lcp} и амплитуды пульсаций ΔI_l тока дросселя для преобразователя с цепью второго порядка (рис. 1) при следующих его параметрах: входное напряжение $U_{вх} = 100$ В, период рабочей частоты $T = 40$ мкс, длительность интер-

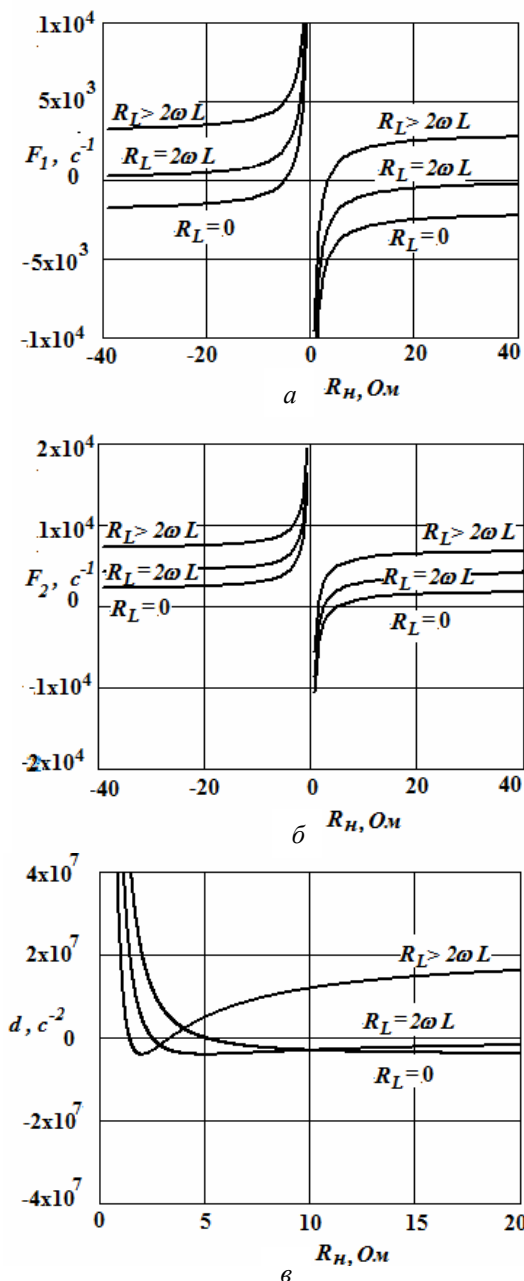


Рис. 3

вала накопления энергии $T_n = 30$ мкс. Результаты расчетов приведены в таблице. Расчеты проведены для четырех комбинаций параметров LC – контура преобразователя, отражающих наиболее распространенный на практике диапазон их изменения: при минимальном периоде частоты собственных колебаний контура $T_k = 2\pi\sqrt{LC} = 200$ мкс ($L=100$ мкГн, $C = 10$ мкФ), промежуточной величине периода $T_k = 1$ мс (двух комбинациях $L=250$ мкГн, $C = 100$ мкФ и $L=125$ мкГн, $C = 200$ мкФ), максимальной величине периода $T_k = 5$ мс ($L=1,25$ мГн, $C = 500$ мкФ). В каждой из указанных комбинаций LC параметров варьировались значения сопротивления нагрузки R_H от 1 Ом до максимальной величины, обеспечивающей режим непрерывного тока дросселя при каждом из трех значений R_L : 1; 5; 10 Ом. При соответствующих полученных значениях δ_i и δ_t определена погрешность расчета, проведенного с помощью усредненной модели УМ [по выражениям (10)] и с помощью методов имитационного моделирования ИМ. Величина погрешности выражена в процентах.

Анализ приведенных в таблице результатов расчета показывает следующее.

Самым предпочтительным с точки зрения минимальной погрешности расчетов является вариант параметров при максимальном периоде собственных колебаний LC контура преобразователя – $T_k = 5$ мс, что в 125 раз превышает рабочий период устройства $T = 40$ мкс. При значениях τ_L в диапазоне 0,125...1,25 мс и τ_C в диапазоне 0,5...40 мс погрешность расчета не превышает 1,7 %.

При периоде $T_k = 1$ мс для обеспечения погрешности расчетов не более 3 % достаточно обеспечить величину τ_L не менее 50 мкс, т.е. соизмеримой с периодом рабочей частоты преобразователя. При постоянной времени $\tau_L=12,5$ мкс, что почти в три раза меньше периода T , погрешность расчетов повышается до 16 %. При увеличении τ_L до величины 250 мкс, которая почти в шесть раз превышает период рабочей частоты, погрешность расчетов уменьшается до 1,7 %.

При периоде $T_k = 0,2$ мс (в пять раз превышающем период рабочей частоты) достаточно обеспечить $\tau_L > 50$ мкс, чтобы погрешность расчетов не превышала 1 %.

Таким образом, в отличие от общепринятых приближенных допущений о том, что достаточная точность метода усреднения обеспечивается в диапазоне, в котором постоянные времени цепей и период частоты LC фильтров преобразователя на порядок больше периода частоты коммутации [1], в данной работе рассчитаны более точные диапазоны изменения параметров, в которых точность расчетов не превышает 5,5 %.

Выводы. В результате проведенного анализа обоснована замена конденсаторов в цепи второго порядка источниками постоянной ЭДС при усреднении модели преобразователя с учетом допущения о пренебрежении пульсациями напряжения на конденсаторах. При такой замене в преобразователях с цепями второго порядка упрощаются усредненная система уравнений и ее решение благодаря уменьшению количества уравнений и количества неизвестных переменных.

Несмотря на сложный характер функций переменных состояния цепи второго порядка, обусловленный экспоненциальными и тригонометрическими составляющими процессов, степень нелинейности их формы и разность моментов совпадения мгновенных и средних значений тока и его производной в рассмотренных диапазонах параметров схемы не превышают 5...10 % при выполнении условий $\tau_L > T$ и $T_k > 5T$. Это обуславливает высокую точность расчетов по усредненной модели (с погрешностью не более 5,5 %) в данных диапазонах параметров.

Полученные результаты на примере рассмотренного преобразователя иллюстрируют общие тенденции влияния характера цепи второго порядка на нелинейность формы переменных состояний и моменты сравнения их средних значений с мгновенными для переменных и их производных, поэтому могут быть распространены для других типов импульсных преобразователей постоянного напряжения при применении к ним разработанного способа усреднения.

R_L, Ω ($\tau_L, \text{мкс}$)	R_H, Ω	$\delta_i, \%$	$\delta_t, \%$	$\Delta I_1, \text{А}$			$I_{\text{лр}}, \text{А}$		
				ИМ	УМ	Погрешн. %	ИМ	УМ	Погрешн. %
$T_k = 0,2 \text{мс}, L = 100 \text{ мкГн}, C = 10 \text{ мкФ}$									
1 (100)	1	0,67	10,3	7,52	7,5	0,27	37,6	37,5	0,27
	3	1,21	15,5	7,56	7,5	0,79	18,78	18,75	0,16
	5	1,74	16,5	7,55	7,5	0,66	12,52	12,5	0,16
	8	2,58	16,9	7,55	7,5	0,66	8,35	8,33	0,2
	11	3,38	17,2	7,55	7,5	0,66	6,26	6,25	0,16
	13	3,94	17,3	7,55	7,5	0,66	5,37	5,357	0,24
	15	4,5	17,4	7,55	7,5	0,66	4,7	4,688	0,27
5 (20)	1	7,79	3,63	7,05	7,5	6,38	12,52	12,5	0,16
	3	10,5	5,18	7,1	7,5	5,6	9,39	9,375	0,16
	7	16,1	5,4	7,12	7,5	5,34	6,27	6,25	0,32
	10	20,7	5,46	7,13	7,5	5,19	5,02	5	0,4
10 (10)	1	23,7	2,5	6,06	7,5	23,76	6,84	6,818	0,32
	2	26,4	3,3	6,09	7,5	23,15	6,27	6,25	0,32
	4	31,8	3,54	6,11	7,5	22,75	5,37	5,357	0,24
	6	37,4	3,58	6,12	7,5	22,55	4,69	4,637	0,05
	8	43,7	3,74	6,12	7,5	22,55	4,17	4,167	0,08
$T_k = 1 \text{мс}, L = 250 \text{ мкГн}, C = 100 \text{ мкФ}$									
1 (250)	1	0,07	2,4	2,96	3	1,35	37,6	37,5	0,27
	4	0,2	2,45	2,95	3	1,69	15,1	15	0,66
	8	0,36	2,45	2,97	3	1,01	8,39	8,33	0,67
	12	0,52	2,45	2,96	3	1,35	5,8	5,763	0,53
	16	0,67	2,45	2,95	3	1,69	4,4	4,412	0,27
	20	0,83	2,45	2,95	3	1,69	3,6	3,57	0,79
	24	0,99	2,45	2,95	3	1,69	3,04	3	1,32
	28	1,15	2,45	2,95	3	1,69	2,6	2,586	0,53
	32	1,31	2,45	2,95	3	1,69	2,31	2,27	1,61
	36	1,47	2,45	2,94	3	2,04	2,03	2,027	0,15
	40	1,62	2,45	2,94	3	2,04	1,87	1,839	0,53
5 (50)	1	1,18	0,52	2,93	3	2,39	12,54	12,5	0,32
	4	1,77	0,52	2,93	3	2,39	8,37	8,33	0,44
	8	2,58	0,53	2,94	3	2,04	5,82	5,77	1,04
	12	3,37	0,53	2,91	3	3,1	4,46	4,41	1,08
	16	4,2	0,53	2,92	3	2,74	3,63	3,57	1,61
	20	5,04	0,53	2,93	3	2,39	3,05	3	1,64
	24	5,87	0,53	2,93	3	2,39	2,65	2,59	2,4
	28	6,7	0,53	2,93	3	2,39	2,33	2,27	2,46
	32	7,56	0,53	2,94	3	2,04	2,09	2,027	3,01
	36	8,42	0,53	2,93	3	2,39	1,839	1,829	0,53
	40	9,31	0,53	2,93	3	2,39	1,67	1,667	0,2

Продолжение таблицы

10 (25)	1	4,2	0,28	2,86	3	4,89	6,84	6,818	0,32
	2	4,59	0,28	2,85	3	5,26	6,26	6,25	0,16
	4	5,39	0,28	2,85	3	5,26	5,37	5,357	0,24
	6	6,19	0,28	2,85	3	5,26	4,7	4,687	0,45
	8	6,99	0,28	2,85	3	5,26	4,185	4,167	0,44
	10	7,82	0,28	2,85	3	5,26	3,76	3,75	0,27
	12	8,63	0,28	2,85	3	5,26	3,42	3,409	0,32
	14	9,49	0,28	2,86	3	4,89	3,14	3,125	0,48
	16	10,3	0,28	2,85	3	5,26	2,9	2,88	0,531
	18	11,2	0,28	2,85	3	5,26	2,685	2,679	0,24
	20	12,0	0,28	2,85	3	5,26	2,51	2,5	0,4
$T_k = 1 \text{ мс}, L = 125 \text{ мкГн}, C = 200 \text{ мкФ}$									
1 (125)	1	0,32	1,25	5,9	6	1,69	37,59	37,5	0,24
	2	0,47	1,26	5,9	6	1,69	25,06	25	0,24
	4	0,79	1,26	5,9	6	1,69	15,06	15	0,4
	6	1,12	1,26	5,9	6	1,69	10,74	10,714	0,24
	8	1,43	1,26	5,9	6	1,69	8,37	8,33	0,44
	10	1,76	1,26	5,9	6	1,69	6,83	6,818	0,17
	12	2,07	1,26	5,9	6	1,69	5,79	5,77	0,36
	14	2,4	1,26	5,9	6	1,69	5,02	5	0,4
	16	2,73	1,26	5,9	6	1,69	4,43	4,412	0,41
	18	3,05	1,26	5,9	6	1,69	3,96	3,947	0,32
	20	3,38	1,26	5,9	6	1,69	3,58	3,57	0,24
5 (25)	1	4,6	0,28	5,7	6	5,26	12,53	12,5	0,24
	2	5,39	0,28	5,7	6	5,26	10,8	10,714	0,8
	4	7,01	0,28	5,7	6	5,26	8,37	8,33	0,44
	6	8,66	0,28	5,7	6	5,26	6,83	6,82	0,17
	8	10,3	0,28	5,7	6	5,26	5,79	5,769	0,36
	10	12,0	0,28	5,7	6	5,26	5,02	5	0,4
	12	13,7	0,28	5,7	6	5,26	4,43	4,42	0,41
	14	15,6	0,28	5,7	6	5,26	3,96	3,947	0,32
	16	17,3	0,28	5,7	6	5,26	3,58	3,571	0,24
10 (12,5)	1	15,2	0,17	5,17	6	16	6,83	6,818	0,17
	2	16,8	0,17	5,17	6	16	6,26	6,25	0,16
	4	20	0,17	5,17	6	16	5,38	5,357	0,42
	6	23,2	0,17	5,17	6	16	4,7	4,687	0,27
	8	26,7	0,17	5,17	6	16	4,17	4,167	0,08
	10	30,2	0,17	5,17	6	16	3,74	3,75	0,27
	12	34,1	0,17	5,17	6	16	3,42	3,401	0,32tk

Продолжение таблицы

$T_k = 5 \text{ мс}, L = 1250 \text{ мкГн}, C = 500 \text{ мкФ}$									
1 (1250)	1	0,00	0,48	0,59	0,6	1,7	37,6	37,5	0,27
	8	0,01	0,5	0,59	0,6	1,7	8,37	8,33	0,44
	16	0,02	0,5	0,59	0,6	1,7	4,43	4,412	0,41
	24	0,04	0,5	0,59	0,6	1,7	3,02	3	0,66
	32	0,05	0,5	0,59	0,6	1,7	2,28	2,273	0,32
	40	0,06	0,5	0,59	0,6	1,7	1,84	1,829	0,58
	48	0,07	0,5	0,59	0,6	1,7	1,56	1,531	1,88
	56	0,09	0,5	0,59	0,6	1,7	1,32	1,316	0,32
	64	0,1	0,5	0,59	0,6	1,7	1,16	1,154	0,53
	72	0,12	0,5	0,59	0,6	1,7	1,03	1,027	0,25
	80	0,12	0,5	0,59	0,6	1,7	0,93	0,926	0,44
5 (250)	1	0,04	0,1	0,59	0,6	1,7	12,54	12,5	0,32
	8	0,10	0,1	0,59	0,6	1,7	5,78	5,769	0,19
	16	0,16	0,1	0,59	0,6	1,7	3,58	3,571	0,24
	24	0,18	0,1	0,59	0,6	1,7	2,59	2,586	0,15
	32	0,29	0,1	0,59	0,6	1,7	2,03	2,027	0,15
	40	0,35	0,1	0,59	0,6	1,7	1,67	1,667	0,2
	48	0,41	0,1	0,59	0,6	1,7	1,42	1,415	0,34
	56	0,48	0,1	0,59	0,6	1,7	1,24	1,23	0,85
	64	0,54	0,1	0,59	0,6	1,7	1,1	1,087	1,19
	72	0,60	0,1	0,59	0,6	1,7	0,98	0,974	0,61
	80	0,66	0,1	0,59	0,6	1,7	0,88	0,852	0,27
10 (125)	1	0,17	0,05	0,59	0,6	1,7	6,84	6,82	0,32
	8	0,28	0,05	0,59	0,6	1,7	4,18	4,167	0,32
	16	0,41	0,05	0,59	0,6	1,7	2,9	2,88	0,53
	24	0,53	0,05	0,59	0,6	1,7	2,21	2,206	0,19
	32	0,66	0,05	0,59	0,6	1,7	1,8	1,786	0,8
	40	0,79	0,05	0,59	0,6	1,7	1,51	1,5	0,7
	48	0,92	0,05	0,59	0,6	1,7	1,3	1,293	0,53
	56	1,04	0,05	0,59	0,6	1,7	1,4	1,136	0,32
	64	1,18	0,05	0,59	0,6	1,7	1,017	1,014	0,34
	72	1,31	0,05	0,59	0,6	1,7	0,92	0,915	0,58

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. Москва: Техносфера, 2005. 632 с.
2. Руденко Ю.В. Анализ процессов в обратноходовом преобразователе с учетом неидеальности трансформатора. *Праці Ін-ту електродинаміки НАН України*. 2011. Вип. 30. С. 108–116.
3. Руденко Ю.В. Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения. *Технічна електродинаміка*. 2017. № 3. С. 42–48.
4. Middlebrook R.D. Small-signal modeling of pulse-width modulated switched-mode power converters. *Proceedings of the IEEE*, 76 (4). 1988. P. 343–354.
5. Cuk S. Power electronics: Modelling, Analysis and Measurements (Vol.3). *Create Space Independent Publishing Platform, USA*. 2015. 272 p.
6. Erickson R., Maksimovich D. Fundamentals of Power Electronics. *Kluwer Academic Publishers, USA*. 2000. 883 p.
7. Emadi A. Modeling and analysis of multiconverter DC power electronic systems using the generalized state-space averaging methods; *IEEE Trans. Industrial Electronics*. 2004. Vol.51, Issue 3. P. 661–668.
8. Janke W. Averaged models of pulse-modulated DC-DC power converters. *Archives of Electrical Engineering. Techn.Univers. of Koszalin, Poland*. 2012. Vol.61(4). P. 609–631.
9. Kazimierczuk M. Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters. *John Wiley&sons, Ltd, UK*, 2016. 960 p.

10. Sanders S., Noworolski J., Lui X., Verghese G. Generalized averaging method for power conversion circuits; *IEEE Trans. Power Electronics*. 1991. Vol. 2, Issue 2. P. 251–259.

УДК 621.314

Ю. В. Руденко¹, канд. техн. наук, **Т. В. Руденко²**, канд. техн. наук

1 – Інститут електродинаміки НАН України,

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

2 – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут ім. І. Сікорського»,

пр. Перемоги, 37, Київ, 03056, Україна

Усереднення моделі імпульсного перетворювача з ланцюгом другого порядку

Проаналізовано процеси в ланцюзі другого порядку в імпульсному перетворювачі постійної напруги понижувального типу. Досліджено вплив нелінійності функцій змінних станів перетворювача на точність розрахунків при використанні способу усереднення моделі в просторі станів. Визначено, що характер процесів у ланцюзі другого порядку в широкому діапазоні параметрів елементів схеми при прийнятих припущеннях не викликає похибки розрахунку більш як 5,5 % у порівнянні з методами імітаційного моделювання. Показано, що заміна конденсатора в ланцюзі другого порядку джерелом постійної ЕРС зменшує кількість рівнянь і невідомих змінних усередненої системи, що спрощує її розв'язання та застосування способу усереднення в цілому. Бібл. 10, рис. 3, таблиця.

Ключові слова: метод усереднення в просторі станів, імпульсний перетворювач постійної напруги.

Yu. Rudenko¹, T. Rudenko²

1 – Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,

Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine

2 – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute",

Peremohy, 37, Kyiv, 03057, Ukraine

Averaging of pulse converter model with second degree circuit

The processes in a second degree circuit at the pulse dc buck converter are analyzed. The influence of the nonlinearity of the functions of converter's variable states on the calculations accuracy is investigated using the averaging method of model in state space. It is determined that the nature of processes in the second degree circuit in a wide range of parameters of the circuit elements, with the assumptions made, does not cause a calculation error of more than 5.5 % in comparison with the simulation methods. It is shown that the replacement of a capacitor in second degree circuit by the constant emf source reduces the number of equations and unknown variables of the averaged system, which simplifies its solution and the application of the averaging method as a whole. Reference 10, figures 3, table.

Key words: method of averaging in the state space, pulse dc converter.

Надійшла 08.12.2017

Received 08.12.2017

ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА

УДК 681.586.772

ПОГРЕШНОСТИ КОАКСИАЛЬНО-ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ЕМКОСТНЫХ УРОВНЕМЕРОВ

Ф.Б. Гриневич, акад. НАН Украины, **А.М. Саволук**, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины,

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

e-mail: melnik@ied.org.ua

Исследованы основные погрешности коаксиально-цилиндрических датчиков емкостных уровнемеров, получены также упрощенные соотношения для их расчета, приведена удобная таблица для практической оценки погрешностей. Библ. 11, таблица.

Ключевые слова: емкость, жидкость, уровень, погрешность.

Большинство известных уровнемеров построено на основе емкостного метода измерения [1-7], основанного на зависимости электрической емкости датчика от измеряемого уровня. Емкостные датчики получили широкое распространение благодаря простоте конструкции, простоте схем вторичной измерительной аппаратуры, высокой прочности и надежности, возможности работы при больших перепадах давлений и температур. Рассмотрим наиболее существенные погрешности датчиков и вторичной аппаратуры.

Разработанные и широко используемые принципы построения емкостных самокомпенсированных уровнемеров [3] обеспечивают независимость их показаний от изменений диэлектрических проницаемостей контролируемых сред: верхней (газовой) и нижней (обычно жидкой).

Во многих случаях (например, при секционировании датчиков) с увеличением диапазона контролируемых уровней будут увеличиваться и погрешности их измерения. Актуальной была и остается задача получения простых приближенных выражений для расчета этих погрешностей.

Первая группа – это погрешности, возникающие из-за неточностей установки сосуда и монтажа датчика в нем. Пусть сосуд установлен с угловым отклонением φ_1 от вертикали, а направление измерения (ось) датчика составляет с осью сосуда угол φ_2 , установочная поверхность датчика смещена на величину ΔH_0 от номинального положения, датчик смещен на установочной поверхности от оси симметрии сосуда на величину L . Суммарная величина возникающей в этом случае относительной погрешности определяется по формуле [7]

$$\delta_{\text{уст}} = \left(1 - \frac{h}{H}\right)(\cos \varphi_2 - 1) + L \frac{\sin \varphi_1}{H} + \frac{\Delta H_0}{H}, \quad (1)$$

где H – высота сосуда; h – уровень жидкости (контролируемой среды) в сосуде.

Другая группа – это погрешности изготовления датчиков, вызванные несовершенством технологии и инструментов. Среди основных наиболее часто встречающихся необходимо выделить технологические погрешности, возникающие из-за следующих причин:

- параллельное взаимное смещение осей цилиндров-электродов;
- наклон осей цилиндров-электродов;
- эллиптичность поперечного сечения электродов;
- конусность электродов;
- отклонение радиальных и линейных размеров датчика от номинальных.

Отдельную группу представляют погрешности от взаимодействия измерительных преобразователей с контролируемой средой. Принцип действия емкостных датчиков уровня основан на изменении емкости воздушного конденсатора за счет вытеснения воздуха жидкостью из рабочего зазора. При этом происходит взаимодействие жидкости, уровень которой измеряется, с электродами датчиков. Из-за малого рабочего зазора, который необходим для обеспечения высокой чувствительности, в процессе измерения уровня происходят смещение $H_{см}$ уровня в зазоре датчика относительно уровня в сосуде и искривление поверхности жидкости (мениск): $H_{\Sigma} \approx H_{см} + H_{м}$.

Процесс измерения уровня можно представить в виде двух операций – преобразование уровня в сосуде в уровень среды в рабочем зазоре датчика и преобразование уровня в рабочем зазоре датчика в электрическую емкость.

Пусть R и r соответственно внутренний радиус внешнего и внешний радиус внутреннего цилиндров-электродов датчика. Тогда емкость коаксиально-цилиндрического датчика может быть представлена выражением

$$C_{\phi} = 2\pi\varepsilon \frac{H}{\ln \frac{R}{r}}, \quad (2)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость среды, в которой находится датчик.

Отклонения H , R и r от номинальных значений приводят к изменению емкости датчика, которое нетрудно определить как полный дифференциал предыдущего выражения:

$$\delta_p = \delta_H + \frac{1}{\ln \frac{R}{r}} (\delta_R - \delta_r), \quad (3)$$

где δ – относительные приращения емкости датчика за счет отклонений от номинальных значений его линейных (H) и радиальных (R и r) размеров.

Представим датчик, погруженный в среду с диэлектрической проницаемостью ε на глубину h , как параллельное соединение двух коаксиально-цилиндрических конденсаторов с длинами соответственно h и $H - h$. Тогда выражение для емкости датчика запишем в виде $C_{\phi} = C_h + C_{H-h}$, где C_h – емкость погруженной в среду части датчика; C_{H-h} – емкость части, находящейся в газовой среде.

На основании выражения для емкости коаксиально-цилиндрического конденсатора имеем

$$C_h = \frac{2\pi\varepsilon_c h}{\ln \frac{R}{r}} (1 + \delta_{Ch}) = A\varepsilon_c \frac{h}{H} (1 + \delta_{Ch}); \quad (4)$$

$$C_{H-h} = \frac{2\pi\varepsilon_r (H-h)}{\ln \frac{R}{r}} (1 + \delta_{C(H-h)}) = A\varepsilon_r (1 - \frac{h}{H}) (1 + \delta_{C(H-h)}), \quad (5)$$

где $A = \frac{2\pi H}{\ln R/r}$ – некоторый коэффициент; $\delta_{Ch}, \delta_{C(H-h)}$ – относительные отклонения емкостей датчиков, обусловленные технологическими погрешностями изготовления.

В работе [9] получено выражение для расчета погрешности из-за параллельного взаимного смещения осей внешнего и внутреннего цилиндров-электродов

$$\delta_m \approx 0,5 \left(\frac{m}{d} \right)^2, \quad (6)$$

где m – геометрическое смещение осей; $d = R - r$ – электрический зазор между электродами.

Получим выражение для расчета погрешности измерения уровня, к которой приводит указанная технологическая погрешность:

$$\delta_{hm} \approx \frac{\frac{2\pi}{\ln \frac{R}{r}} * 0,5 \left(\frac{m}{d}\right)^2 (\varepsilon_r H + \Delta \varepsilon h)}{\frac{2\pi \Delta \varepsilon H}{\ln \frac{R}{r}}} = 0,5 \left(\frac{m}{d}\right)^2 \left[\varepsilon_r / \Delta \varepsilon + h/H \right] = \delta_m \left(\varepsilon_r / \Delta \varepsilon + y \right), \quad (7)$$

где $y = \frac{h}{H}$ – степень заполнения датчика; $\Delta \varepsilon = \varepsilon_c - \varepsilon_r$ – разность диэлектрических проницаемостей контролируемой среды и газа.

Аналогичные выражения можно получить и для погрешностей от изменения радиальных размеров и эллиптичности поперечного сечения электродов [10]. При наличии всех трех указанных составляющих суммарная погрешность $\delta_{h\Sigma} = \delta_\Sigma \left(\varepsilon_r / \Delta \varepsilon + y \right)$, где $\delta_\Sigma = \delta_m + \delta_{R,r} + \delta_B$ – суммарная технологическая погрешность.

Технологическая погрешность от эллиптичности электродов может быть определена по приближенной формуле [10]

$$\delta_B \approx \frac{\gamma_R - \gamma_r}{2d/r + \gamma_R - \gamma_r} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{\gamma_R - \gamma_r}{2d} r}, \quad (8)$$

где $\gamma_R = \frac{\Delta_R - \Delta_R^1}{R}$; $\gamma_r = \frac{\Delta_r - \Delta_r^1}{R}$; $\Delta_R = B_1 - R$; $\Delta_R^1 = R - b_1$; $\Delta_r = B_2 - r$; $\Delta_r^1 = r - b_2$ – величины, характеризующие отклонения поперечных сечений от круговых с радиусами R и r ; B_1, B_2, b_1, b_2 – большие и малые полуоси эллипсов внутреннего и внешнего цилиндров.

Погрешность от конусности электродов датчика рассмотрена в [10]. Величина этой погрешности может быть определена по приближенному выражению

$$\delta_\beta \approx \frac{\beta_1 - \frac{r}{R} \beta_2}{2d} H = \frac{R\beta_1 - r\beta_2}{2Rd} H, \quad (9)$$

где β_1, β_2 – углы конусности внешнего и внутреннего электродов соответственно.

Опуская выкладки, аналогичные описанным выше, приведем выражение для погрешности измерения уровня, вызванной конусностью электродов:

$$\delta_{h\beta} \approx \delta_\beta \left(\varepsilon_r / \Delta \varepsilon + y^2 \right). \quad (10)$$

Получим также приближенное выражение для относительного приращения емкости коаксиально-цилиндрического датчика уровня за счет наклона осей цилиндров [10]

$$\delta_\alpha \approx \frac{1}{12} \frac{(H\alpha)^2}{(R^2 - r^2) \ln R/r} \approx \frac{1}{12} \frac{(H\alpha)^2 r}{(R+r)d^2}, \quad (11)$$

где α – угол между осями цилиндров-электродов.

По аналогии с соотношениями (7) и (10) нетрудно получить выражение и для погрешности измерения уровня в случае наклона осей цилиндров-электродов:

$$\delta_{h\beta} \approx \delta_\beta \left(\varepsilon_r / \Delta \varepsilon + y^3 \right). \quad (12)$$

Суммарную погрешность из-за влияния капиллярных явлений в датчике, с учетом данных, приведенных в [11], можно представить в упрощенном виде:

$$H_\Sigma \approx \frac{2\sigma \cos \Theta}{\rho g d} + H_m, \quad (13)$$

Источник погрешности	Характеристический параметр	Погрешность датчика										Выражения для отклонения емкости
		0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	
Параллельное смещение осей	$(m/d), \%$	1,47	6,32	7,75	8,9	10	10,9	11,8	12,6	13,4	14,1	$\delta_m \approx 0,5 \left(\frac{m}{d} \right)^2$
Разброс радиальных размеров	$(\delta_R - \delta_r) \cdot 10^{-2}, \%$	0,62	1,24	1,86	2,48	3,1	3,72	4,34	4,96	5,58	6,2	$(\delta_R - \delta_r) \ln \frac{R}{r}$
Эллиптичность электродов	$(\gamma_R - \gamma_r) \cdot 10^{-1}$	0,2	0,36	0,51	0,63	0,73	0,83	0,91	0,97	1,04	1,1	$\delta_B \approx (\gamma_R - \gamma_r) \left(\frac{2d}{r} + \gamma_R - \gamma_r \right)$
Разброс линейных размеров	$(\delta_H), \%$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	δ_H
Конусность электродов	$\left(\beta_1 - \frac{r}{R} \beta_2 \right), \text{ мин}$	0,03	0,06	0,1	0,13	0,16	0,19	0,21	0,25	0,27	0,3	$\delta_\beta \approx \frac{R \beta_1 - r \beta_2}{2Rd} H$
Наклон осей электродов	$(\alpha), \text{ мин}$	1,3	1,8	2,1	2,5	2,9	3,2	3,4	3,6	3,8	4	$\delta_\alpha \approx \frac{1}{12} \frac{(H\alpha)^2 r}{(R+r)d^2}$
$(H_\Sigma), \text{ мм}$												
Капиллярные свойства воды	(d), мм	15	7,5	5	4	3	2,7	2,2	1,8	1,7	1,5	$H_\Sigma \approx \frac{2\sigma \cos \Theta}{\rho g d} + H_m$
Капиллярные свойства керосина	(d), мм	7,5	3,3	2,5	2,0	1,5	1,4	1,3	1,1	0,9	0,7	
Капиллярные свойства жидкого азота	(d), мм	2,85	1,25	0,95	0,75	0,55	0,5					

где Θ, ρ, σ, g – соответственно угол смачивания, плотность жидкости, коэффициент поверхностного натяжения жидкости и ускорение свободного падения.

Произведём приближенные расчеты согласно приведенным выше соотношениям. В представленной таблице сведены выражения для относительных отклонений емкостей датчика, вызванных различными технологическими погрешностями. Для каждой погрешности назван определенный параметр, вызывающий ее появление (характеристический параметр). В соответствующих клетках таблицы приведены значения допусков на характеристические параметры для заданных элементарных приращений емкости: 0,1; 0,2; 0,3;... 1,0 %. Из анализа данных таблицы следует, что влияние параллельного смещения осей цилиндров на 4 % от зазора на изменение емкости датчика эквивалентно наклону осей цилиндров на 1,3 мин. Довольно жесткими должны быть допуски на конусность электродов, поскольку угол конусности в 0,3 мин может привести к отклонению емкости на 1 %. Незначительные отклонения радиальных размеров вызывают существенные отклонения емкости датчиков, поэтому допуски на них, а также на эллиптичность электродов должны быть в 5...10 раз меньшими, чем допускаемое отклонение емкости датчика от номинального значения. Большие погрешности могут также вызывать капиллярные явления. Из данных таблицы видно, что, например, для воды при зазоре датчика в 1,5 мм погрешность достигает 1 мм (абсолютное значение). Для керосина погрешность примерно вдвое меньше. При зазоре в 3 мм погрешность также вдвое меньше. Для уменьшения погрешности используются датчики с несколькими конденсаторами, соединенными параллельно. Так, например, при использовании датчика, состоящего из трех электродов (при этом внутренний и наружный электроды электрически соединены, что эквивалентно параллельному включению двух двухэлектродных датчиков), рабочий зазор между ними можно увеличить вдвое при сохранении той же чувствительности датчика. Однако при этом конструкция датчика усложняется, соответственно увеличиваются его стоимость и габариты.

Удобство предлагаемой таблицы в том, что здесь можно задать общую относительную погрешность датчика (0,1; 0,2; 0,3;... 1,0 %) и определить, какие должны быть при этом допустимые геометрические отклонения формы изделия (т.е. можно отбирать датчики для различных случаев применения). Здесь также приведены погрешности от капиллярных явлений (абсолютная погрешность). Величины получены суммированием погрешностей $H_{см}$ и $H_{м}$, которые являются данными таблиц 1 и 2 [11]. Здесь же все сведено в одной таблице, чтобы не искать разные таблицы.

1. Ершов М.Н. Методы измерения уровня жидких продуктов: теория и практика. *Известия Тульского государственного университета. Технические науки*. 2010. Вып. № 4-1. С. 9–14
2. Вильнина А.В., Вильнин А.Д., Ефремов Е.В. Современные методы и средства измерения уровня в химической промышленности. Изд-во Томского политехнического университета. 2011. 84 с.
3. Карандеев К.Б., Гриневич Ф.Б., Новик А.И. Емкостные самокомпенсированные уровнемеры. Москва–Ленинград: Энергия, 1966. 135 с.
4. Фрайден Дж. Современные датчики: справочник. Москва: Техносфера. 2006. 588 с.
5. Хансуваров К.И., Цейтлин В.Г. Техника измерения давления, расхода, количества и уровня жидкости, газа и пара. Москва: Изд-во стандартов, 1990. 287 с.
6. Бриндли К. Измерительные преобразователи: Справочное пособие: пер. с англ. Москва: Энергоатомиздат, 1991. 144 с.
7. Бобровников Г.Н., Катков А.Г. Методы измерения уровня. Москва: Машиностроение, 1977. 168 с.
8. Гриневич Ф.Б., Левицкий А.С., Конопко В.И. Влияние перекося электродов цилиндрического первичного преобразователя (датчика) на точность измерения перемещений. *Техническая электродинамика*. 1979. № 2. С. 83–85.
9. Гриневич Ф.Б., Левицкий А.С., Конопко В.И. Расчет погрешности емкостного цилиндрического первичного преобразователя (датчика) перемещений, вызванной параллельным взаимным смещением осей цилиндров-электродов. *Техническая электродинамика*. 1979. № 1. С. 88–91.
10. Монастырский З.Я., Саволук А.М. Компенсация влияния на точность измерения технологических погрешностей коаксиально-цилиндрических емкостных датчиков уровня. *Техническая электродинамика*. 1986. № 1. С. 94–101.
11. Саволук А.М. Погрешности от взаимодействия емкостных измерительных датчиков уровня с контролируемой средой. *Техническая электродинамика*. 1992. № 5. С. 100–107.

УДК 681.586.772

Ф.Б.Гриневич акад. НАН України, **О.М. Саволук**, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ-57, 03057, Україна

Похибки коаксіально-циліндричних датчиків ємнісних рівнемірів

Досліджено похибки коаксіально-циліндричних датчиків ємнісних рівнемірів, наведено також спрощені співвідношення для їх розрахунків та таблицю для практичної оцінки похибок. Бібл. 11, таблиця.

Ключові слова: ємність, рідина, рівень, похибка.

F.B. Grynevych, A.M. Savoluk

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Errors of coaxial-cylindrical transducers for capacitance levelmeaters

The questions of accuracy of coaxial-cylindrical level sensors are considered, simplified expression, table for practical assessment of parameters and value errors are obtained. References 11, table.

Key words: capacitance, liquid, level, error.

Надійшла 28.12.2017

Received 28.12.2017

УДК 621.317

АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ТА ВИБІР ОПТИЧНИХ ЛАЗЕРНИХ СИСТЕМ ДЛЯ ВИМІРЮВАННЯ ПОВІТРЯНИХ ЗАЗОРІВ У ПОТУЖНИХ ГІДРОГЕНЕРАТОРАХ

І.О. Брагинець, канд. техн. наук, **О.Г. Кононенко**, канд. техн. наук, **Ю.О. Масюренко**, канд. техн. наук

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

Проведено аналіз відомих оптичних лазерних систем (ОЛС) для вимірювання лінійних розмірів та переміщень механічних об'єктів з метою їх застосування для визначення повітряних зазорів потужних гідрогенераторів. Встановлено фактори, які брались до уваги при розгляді вказаних ОЛС. Відмічено властивості конструкції гідрогенераторів і вимоги до точності та часу однократного вимірювання повітряного зазору. Розглянуто основні методи вимірювання відстані, на яких базуються ОЛС, і визначено переваги та недоліки кожного з них. Вказано на доцільність використання волоконно-оптичних ліній для передачі та прийому лазерного випромінювання. На основі результатів досліджень вироблено рекомендації по застосуванню ОЛС. Бібл. 12, рис. 6.

Ключові слова: повітряний зазор, гідрогенератор, лазер, фазовий зсув, частотна модуляція.

Для визначення геометричних параметрів об'єктів, що обертаються або нагріваються до високої температури, а також об'єктів, конструкція яких ускладнює встановлення відповідних сенсорів для їх контролю, застосовуються оптичні методи вимірювання відстані. Авторами проведено огляд та аналіз оптичних лазерних систем (ОЛС) для вимірювання лінійних розмірів та переміщень механічних об'єктів різного призначення з метою діагностики їх стану. Серед останніх особливу увагу було приділено системам для безконтактного контролю повітряних зазорів у електричних машинах, а саме в гідрогенераторах. Повітряний зазор між ротором і статором є одним з найважливіших параметрів гідрогенератора. Розмір повітряного зазору значною мірою визначає характеристики генератора і його поведінку в процесі експлуатації [1]. Відхилення повітряного зазору від номінального значення може призвести до погіршення характеристик гідрогенератора, а також до аварійних ситуацій та руйнування генератора. Тому вдосконалення методів високоточної безконтактної діагностики геометричних параметрів гідрогенератора є і зараз актуальною науково-технічною проблемою.

Мета роботи – провести аналіз відомих ОЛС для вимірювання повітряних зазорів та на його основі виробити рекомендації для розробників і споживачів зазначених систем по їх застосуванню.

Вказані дослідження проводились в Інституті електродинаміки НАН України у відділі електричних і магнітних вимірювань у рамках виконання завдання по науково-дослідній темі «Параметр». Джерелами для таких досліджень були матеріали патентів та опублікованих науково-технічних видань, а також інформативних матеріалів, розміщених в Інтернеті.

При розгляді відомих науково-технічних рішень ОЛС вказаного призначення до уваги брались такі фактори:

- конструкція об'єкта контролю та його характеристики;
- відстань до об'єкта контролю;
- обмеженість простору для розміщення лазерного сенсора;
- режим роботи об'єкта (статичний, динамічний), в якому необхідно контролювати його параметри;
- точність, яка необхідна для вимірювання діагностичних параметрів об'єкта;
- швидкість переміщення або обертання об'єкта;
- форма представлення результатів вимірювання параметрів об'єкта;
- існування зовнішніх несприятливих умов для функціонування системи.

Вибраний в якості об'єкта контролю потужний гідрогенератор характеризується такими властивостями.

Залежно від типу гідрогенератора повітряний зазор між статором та ротором може складати від 5 до 30 мм [1]. При цьому похибка вимірювання зазору для його ефективного контролю в статичному та динамічному режимах роботи гідрогенератора не повинна перевищувати 50...100 мкм. Що стосується вимог до швидкодії вимірювальної лазерної системи, то вони визначаються, по-перше, номінальною частотою обертання ротора, а по-друге, числом полюсів гідрогенератора, які підлягають контролю лазерним сенсором. Якщо взяти до уваги параметри тих потужних гідрогенераторів, які виготовляються або експлуатуються в Україні [2], то час одного вимірювання зазору повинен складати не більше 5...10 мс. Тому для забезпечення заданої точності вимірювання зазору необхідно проводити усереднення результатів окремих вимірювань. У цьому випадку лазерна система повинна мати пристрій синхронізації для відповідної ідентифікації полюсів гідрогенератора при виконанні вимірювань у динамічному режимі для одержання даних про відхилення форми ротора та статора, ексцентриситету та перекосів осі обертання ротора.

Необхідно також при виборі ОЛС враховувати складні зовнішні умови, в яких знаходиться гідрогенератор: підвищені температура та вологість, високий рівень електромагнітних завад, вібрації об'єкта.

Згідно зі згаданими вище обставинами було розглянуто відомі принципи побудови та обладнання ОЛС, які відповідають їм повною мірою або частково. Треба одразу підкреслити, що серед переглянутих джерел не виявилось великої кількості прикладів побудови ОЛС вказаного призначення. Перейдемо до їх розгляду.

Як правило, ОЛС для визначення повітряних зазорів гідрогенераторів побудовані з використанням різних оптичних методів вимірювання невеликих відстаней від встановленого обладнання до контрольованого об'єкта. До таких методів можна віднести метод оптичної триангуляції, фазовий, частотний та частотно-фазовий методи.

Метод оптичної триангуляції є найбільш точним для безконтактного вимірювання переміщень об'єктів. Але разом з тим оптичним сенсорам, побудованим на його основі, характерні складність конструкції, трудомісткість монтажу на об'єктах, сприятливість оптики до забруднень навколишнього середовища та завад. Крім того, з віддаленням від об'єкта точність вимірювання зменшується.

Найбільш розповсюдженим є фазовий метод вимірювання відстані, який може бути реалізовано у двох варіантах: на частоті лазерного випромінювання та на частоті модуляції його інтенсивності. У першому випадку вимірювання відстані здійснюється інтерференцій-

ним методом, який в принципі дає змогу отримати точність вимірювання долі та одиниці мікрон. Однак через значні складності організації таких вимірювань в умовах експлуатації гідроенергетичних агрегатів, інтерференційний метод у даному випадку неприйнятний. У той же час фазовий метод вимірювання відстані на частоті модуляції, який на сьогодні досконально досліджено, може бути розглянуто для використання в ОЛС для визначення повітряних зазорів в гідроенергетичних агрегатах.

Останнім часом завдяки досягненням у лазерних технологіях та розвитку сучасної елементної бази є можливість практичної реалізації оптичного частотного методу вимірювання відстані. Суть методу полягає в частотній модуляції (ЧМ) лазерного випромінювання і зводиться до вимірювання приросту частоти за час розповсюдження ЧМ сигналу до відбивача (контрольованої поверхні), який знаходиться на відстані L_x , та в зворотному напрямку [3]. Якщо частота f_e випромінюваних коливань змінюється за лінійним законом, тобто збільшується або зменшується з постійною швидкістю $\nu = df/dt$, то зміна частоти за час $\tau_{2L_x} = 2L_x/c$, де c – швидкість світла, складає $\Delta f_e = \nu \tau_{2L_x} = 2L_x/c \cdot \nu$. Вимірявши $\Delta f_e = f_e - f_n$, де f_n – частота прийнятих коливань, за формулою $L_x = c \cdot \Delta f_e / 2\nu$ можна обчислити значення L_x . Оскільки безперервна зміна частоти за лінійним законом практично неможлива, тому використовується періодична модуляція частоти. В цьому випадку частотна модуляція може здійснюватись за пилоподібним, трикутним та синусоїдальним законами. На рис. 1 показана часова діаграма роботи лазерного далекоміра, побудованого на основі трикутної лінійної частотної модуляції. Верхній графік характеризує зміну частоти випромінюваних (безперервна лінія) та прийнятих (пунктирна лінія) коливань лазера, які мають період модуляції T_m та девіацію частоти ΔF . Нижній графік відтворює зміну різницевої частоти Δf_e (частоти биття).

Якщо виконуються умови $\tau_{2L_x} \ll T_m$, то $L_x = \frac{c}{4\Delta F} \cdot \frac{\Delta f_e}{F_m}$, де F_m – частота модуляції. З останнього виразу видно, що відстань L_x , яка визначається, прямо пропорційна частоті биття Δf_e . Вимірявши Δf_e , можна оцінити L_x .

Враховуючи періодичність частотної модуляції, зазначимо, що при вимірюванні Δf_e виникає постійна похибка або похибка дискретності [3], а звідси і похибка вимірювання L_x . Остання не залежить від вимірювальної відстані і

визначається виразом $\Delta L_x = \frac{c}{4\Delta F}$, з якого витікає,

що для зменшення похибки необхідно збільшувати девіацію частоти ΔF . Однак практичні можливості цього способу обмежені. Так, наприклад, якщо похибка вимірювання L_x не повинна перевищувати 0,05 мм, девіація частоти ΔF складатиме $1,5 \cdot 10^{12}$ Гц, чого досягти досить складно. Тому для радикального зменшення похибки дискретності застосовують більш складні частотні системи. Для прикладу можна привести оптичну вимірювальну систему [4], яка створена на базі лазерного радара серії MV300 фірмою Metris (Бельгія). Зовнішній вигляд такої системи показано на рис. 2. З її використанням відстань визначається з високою точністю (10 мкм + 2,5 мкм/м). Вказана точність досягається за допомогою лазерного далекоміра, при створенні якого задіяна запатентована технологія з частотною модуляцією лазерного когерентного радара. При цьому девіація частоти дорівнює 100 ГГц. Така система є досить дорогою (ціна складає приблизно 50 тис. дол. США).

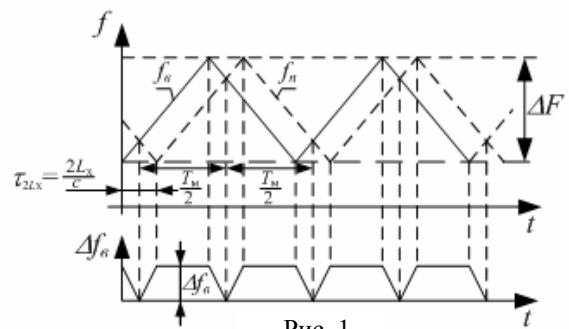


Рис. 1



Рис. 2

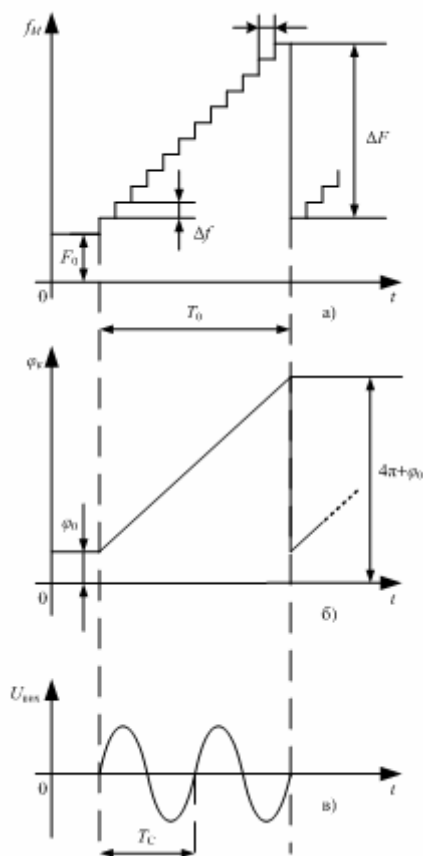


Рис. 3

Альтернативою частотному методу вимірювання відстані є комбінований (частотно-фазовий) метод, коли частота модуляції випромінюваних лазером електромагнітних коливань F_M , що спрямовуються на контрольований об'єкт, не є постійною, як у фазових системах, а періодично змінюється за лінійним законом від початкового F_0 до максимального значення $(F_0 + \Delta F)$, де ΔF – приріст частоти модуляції за вибраний час її зміни T_0 (рис. 3).

Тоді кумулятивний фазовий зсув φ_K (набіг фази) огинаючих електромагнітного сигналу, що спрямовується на об'єкт, та відбитого від нього сигналу за час T_0 визначається формулою $\varphi_K = 2\pi \cdot 2L_x \cdot \Delta F / c$.

Звідси кутова частота вихідного сигналу $U_{\text{вих}}$ частотно-фазової системи, який може бути сформований за результатами перетворювального процесу, дорівнює

$$\omega_0 = \frac{\varphi_K}{T_0} = \frac{4\pi \cdot L_x \cdot \Delta F}{c \cdot T_0} = kL_x,$$

де k – постійний коефіцієнт, $k = 4\pi \cdot \Delta F / cT_0$. Як бачимо з останнього виразу, ω_0 прямо пропорційна відстані до об'єкта, що визначає її як інформативний параметр.

Авторами протягом останніх 5...10 років запропоновано та досліджено принципи побудови частотно-фазових далекомірів оптичного діапазону. В опублікованих роботах [5, 6] розглянуто особливості практичної реалізації частотно-фазового методу в лазерній далекометрії з використанням

цифрової обробки досліджуваних сигналів, описано алгоритми функціонування далекомірів та його структурні схеми, а також проаналізовано похибки вимірювання відстані та запропоновано методи їх корекції. У попередніх дослідженнях, проведених авторами за цією тематикою, встановлено, що похибка вимірювання відстані залежно від обраних параметрів перетворювальних процесів може складати 0,1...1,0 мм.

Треба зазначити, що частотні та частотно-фазові оптичні вимірювальні системи є більш завадостійкими, ніж фазові системи. Ще однією перевагою частотних та частотно-фазових систем є можливість їх роботи в радарному режимі, що розширює сферу застосування таких систем. Разом з тим у порівнянні з фазовими системами вони більш складні для практичної реалізації.

Тепер перейдемо до огляду відомих практичних реалізацій лазерних систем для вимірювання повітряних зазорів гідроенергетичних агрегатів.

У роботі [7] розглянуто реалізацію ОЛС на основі принципу тріангуляції, за допомогою якої можливо здійснювати безконтактне вимірювання геометричних параметрів ротора навантаженого гідроенергетичного агрегату в динаміці. Лазерний датчик закріплюється біля вентиляційного каналу осердя статора таким чином, щоб лазерне випромінювання було спрямовано по нормалі до поверхні ротора. Наскільки ми зрозуміли з цієї публікації, в якості оптичного сенсора використовуються тріангуляційні лазерні датчики серій LS5 [8] (рис. 4) або РФ603 [9] (рис. 5). В принципі вказані датчики згідно з їх характеристикою в діапазоні переміщень до 100 мм забезпечують досить високі точності (похибка вимірювання 0,1%) і розрізняльну здатність (0,01%). Однак при використанні датчиків треба враховувати деякі незручності їх установки на статорі гідроенергетичного агрегату через його конструкцію. Крім того, на точність вимірювання зазору будуть впливати неминучі вібрації статора, а на сам датчик – вологість, яка виникає через використання системи охолодження в гідроенергетичних агрегатах. У згаданій публікації [7] відмічається, що розроблена ОЛС випробувана на діючих гідроагрегатах для оцінки профілю ротора та биття його валу.



Рис. 4



Рис. 5

В [10, 11] запропоновано метод лазерної діагностики форми обертаючих об'єктів, який засновано на лінійній модуляції частоти випромінювання лазера за трикутним законом. Запропонований частотний метод вимірювання відстані реалізовано в складі лазерної системи для динамічного моніторингу геометрії навантаженого ротора гідрогенератора, який здійснюється шляхом визначення повітряного зазору між статором та ротором генератора. У цьому випадку лазер закріплюють нерухомо на статорі генератора, а випромінювання лазера через технологічний канал спрямовують по нормалі до поверхні ротора. В резонаторі лазера здійснюється змішування випромінюваного та прийнятого оптичних сигналів. За допомогою оптичного детектора виділяється низькочастотна складова, частота якої (частота биття) пропорційна відстані до поверхні ротора. За значенням цієї відстані визначається зазор між ротором і статором. Для підвищення точності вимірювання зазору для кожного його полюса проводиться накопичення та усереднення вимірюваної відстані за декілька періодів обертання ротора. Наголошується, що похибка вимірювання зазору в даному разі не перевищує 1%. У розглянутих матеріалах відмічається, що запропонований метод лазерного контролю профілю ротора показав свою працездатність в реальних умовах експлуатації гідрогенераторів.

Разом з тим, аналізуючи матеріали [10, 11], необхідно зазначити наступне.

Як вже відмічалось, у частотних оптичних системах при вимірюванні відстані виникає постійна похибка або похибка дискретності, обумовлена періодичністю частотної модуляції. Усереднення декількох значень вимірюваної відстані для оцінки зазору для кожного полюса ротора в даному випадку суттєво не зменшує похибку дискретності. Для зменшення цієї похибки необхідно збільшувати девіацію частоти ΔF (див. рис. 1). Однак, як було показано вище на конкретному прикладі, практичні можливості цього способу обмежені. Тому для радикального зменшення похибки дискретності застосовують більш складні частотні системи, одна з яких вже була наведена в [4]. На жаль, в [10, 11] не розкривається, яким чином при зазначеній точності вимірювання зазору здійснюється частотна модуляція лазерного випромінювання. Також недоліком розглянутого пристрою, на погляд авторів, є та обставина, що він закріплюється на статорі. При цьому виникають незручності при розміщенні пристрою, пов'язані з конструкцією гідрогенератора, а також можливий вплив вібрацій статора на результат вимірювання зазору. Якщо пристрій розмішувати на деякій відстані від гідрогенератора, то збільшується похибка вимірювання. Крім того, при сталому контролі профілю ротора необхідно в такому випадку забезпечити безперервність лазерного випромінювання за дистанцією.

У статті [12] запропоновано одну із перспективних оптичних лазерних систем для вимірювання зазорів на базі фазового далекоміра, в якій для передачі та прийому лазерного випромінювання використовуються волоконно-оптичні лінії (ВОЛ). Розглянемо більш детально оптичну схему системи, яку зображено на рис. 6.

До схеми входять лазерний випромінювач ЛВ, передавальне В1 і приймальне В2 оптичні волокна та фотоприймач ФП. На рисунку статор та ротор гідрогенератора умовно показано у вигляді прямих ліній, відстань між якими відповідає повітряному зазору. Останній обчислюється з використанням результатів вимірювання відстані, яку проходить лазерне випромінювання від оптичного волокна В1 до поверхні ротора і, відбившись від ротора, в зво-

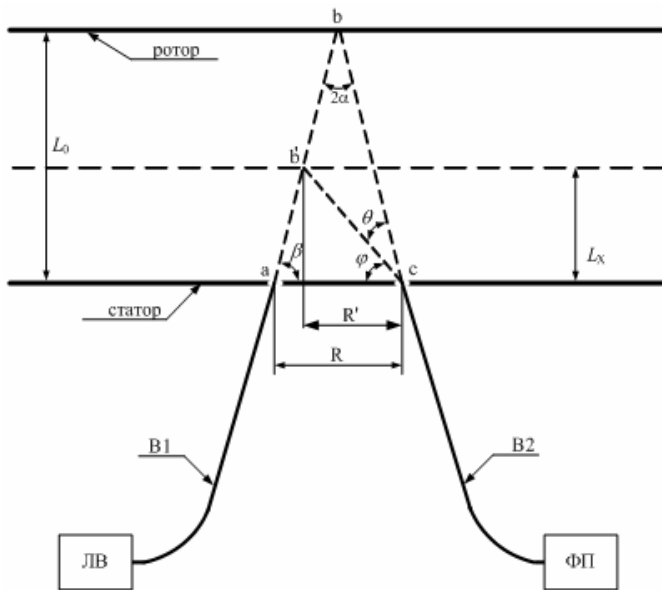


Рис. 6

ротному напрямку до входу в оптичне волокно В2. У роботі проведено оцінку можливого діапазону зміни значень зазору, що вимірюється за допомогою оптичної схеми, яка розглядається, а також відношення сигнал-шум на виході фотоприймача за умови, що потужність випромінювання на виході передавального оптичного волокна В1 складає 20 мВт. Відзначимо, що в якості В1 і В2 використовується багатомодове оптичне волокно з діаметром осердя, рівним 50 мкм, і діаметром оболонки, що становить 0,9 мм. Відповідно до рис. 6 оптичні волокна В1 і В2 встановлюються відносно нормалі до контрольованої поверхні ротора під кутом $\alpha = \arctg 0,5R/L_0$, де R – відстань між центрами осердь В1 і В2, а L_0 – номінальне значення

зазору між ротором і статором генератора (прийнято, що $L_0 = 10$ мм). Також через θ позначено кут введення відбитого світлового випромінювання в приймальне волокно В2. При $L_x = L_0$, де L_x – поточне значення зазору, $\theta = 0$. Якщо $L_x < L_0$, то θ набуває значення $\theta = \pi/2 - \alpha - \varphi$, де φ – кут між напрямом відбитого світлового променя і лінією, що сполучає центри осердь В1 і В2. Враховуючи параметри обраного оптичного волокна, обчислено максимально допустиме значення θ , яке не повинно перевищувати $\theta_{\max} = 0,212$ рад. Для оптичної схеми, що розглядається, в діапазоні $L_x = 4 \dots 10$ мм значення θ не перевищує 0,17 рад, тобто менше $\theta_{\max}$. Якщо зазор, що вимірюється, менше 4 мм, необхідно встановити ще один волоконно-оптичний сенсор з іншими геометричними параметрами.

Для оцінки точності системи з використанням запропонованої оптичної схеми знайдено значення відношення сигнал-завада ρ на виході фотоприймача ФП. Для цього, враховуючи параметри оптичної схеми, визначено потужність оптичного випромінювання, яке потрапляє в приймальне волокно В2, та діюче значення шумів на виході фотоприймача. Звідси оцінено ρ , яке дорівнює приблизно 550.

Аналізуючи оптичну схему, яка розглядається, можна зробити висновок, що в діапазоні вимірювальних зазорів виникає похибка вимірювання, обумовлена нелінійністю характеристики перетворення відстані у відповідний інформативний параметр. Оскільки в роботі такі розрахунки не проведені, спробуємо оцінити тут згадану похибку від нелінійності.

Відповідно до рис. 6 при поточному значенні зазору L_x , який потрібно визначити, довжину відрізка $a-b'$ позначимо через l_1 , а відрізка $b'-c$ – через l_2 . Тоді $L_x = l_1 \sin \beta$. З іншого боку, нам відомо значення $S = l_1 + l_2$. Щоб оцінити L_x , треба знайти значення $l_1 = S - l_2$. Для гострокутного трикутника $ab'c$ маємо

$$l_2^2 = l_1^2 + R^2 - 2Rl_1 \cos \beta. \quad (1)$$

Враховуючи, що $l_2 = S - l_1$, можна записати

$$(S - l_1)^2 = l_1^2 + R^2 - 2Rl_1 \cos \beta. \quad (2)$$

З виразу (2) після проведення його математичних перетворень можна знайти значення для l_1 :

$$l_1 = \frac{S}{2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{R^2}{S^2}\right)}{\left(1 - \frac{R}{S} \cos \beta\right)}. \quad (3)$$

Тоді значення L_x може бути обчислено за формулою

$$L_x = l_1 \sin \beta = \frac{S}{2} \cdot \frac{\left(1 - \frac{R^2}{S^2}\right)}{\left(1 - \frac{R}{S} \cos \beta\right)} \cdot \sin \beta. \quad (4)$$

При $L_x = L_0$ (рис. 6) формула (4) має вигляд

$$L_0 = \frac{S}{2} \cdot \sin \beta, \quad (5)$$

де S – це сума довжин відрізків ab і bc . Якщо порівняти формули (4) та (5), то можна зробити висновок, що похибка від нелінійності при оцінці L_x визначається у формулі (4) співмножни-

ком $\frac{\left(1 - \frac{R^2}{S^2}\right)}{\left(1 - \frac{R}{S} \cos \beta\right)}$. Так, наприклад, якщо мінімальна вимірювальна відстань (зазор) $L_x = 5$ мм, а

$R = 2$ мм, то, враховуючи геометричні параметри оптичної схеми, похибка від нелінійності у відносних одиницях складатиме 0,02, а в одиницях довжини – відповідно 0,1 мм. Для її зменшення треба вибирати менше значення R , але при цьому погіршується поріг чутливості схеми. Тому більш доцільним є застосування методу корекції похибки від нелінійності, додатково розробленому для цієї системи.

Як вже відмічалось, у системі використовується фазовий метод вимірювання відстані. Для цього вибрано відповідну структурну схему, за допомогою якої реалізується алгоритм періодичного порівняння досліджуваного та опорного світлових потоків. Це дає змогу визначити основний фазовий зсув, пропорційний вимірювальній відстані, та уникнути впливу на нього фазових зсувів, які вносяться оптичними волокнами, фотоприймачами та каналами фазовимірювального пристрою. Вибір відповідної частоти комутації світлових потоків суттєво зменшує вплив на результат вимірювання фазових флуктуацій аналогових ланок системи. В якості фазовимірювального пристрою використовується оптимальний з точки зору завадостійкості перетворювач фаза-код з самокорекцією, в якому фазовий детектор побудовано на застосуванні цифрового перетворення Гільберта. У роботі проаналізовано та розраховано складові похибки вимірювання зазору та оцінено результуючу похибку, яка складає 0,04 мм (без врахування похибки від нелінійності).

Висновки. 1. При розробці нової ОЛС для вимірювання повітряних зазорів гідрогенераторів або при виборі відомих науково-технічних рішень для її реалізації необхідно враховувати зазначені фактори, пов'язані з вимогами до точності та часу вимірювання, режимами роботи системи, умовами експлуатації, складністю монтажних робіт при розміщенні обладнання.

2. При проведенні робіт, які пов'язані з установкою та монтажем гідрогенератора, тобто в статичному режимі, та при проведенні профілактичних робіт можна будувати ОЛС з використанням стандартних тріангуляційних оптичних сенсорів.

3. При роботі гідрогенератора як в статичному, так і в динамічному режимі при його навантаженні для забезпечення постійного контролю повітряного зазору доцільно застосовувати оптичну схему з оптоволоконними лініями зв'язку для підведення лазерного випромінювання та приймання відбитого від ротора випромінювання. Для подальшої обробки оптичних сигналів з метою визначення повітряних зазорів можна використати фазовий, частотний або частотно-фазовий методи вимірювання відстані. Відповідне обладнання повинно бути віднесено на деяку відстань від гідрогенератора.

1. 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.
2. Гидрогенераторы: [каталог]. [Харьков: Государственное предприятие завод "Электротяжмаш"]. 24 с.
3. Большаков В.Д., Деймлих Ф., Голубев А.Н., Васильев В.П. Радиогодезические и электрооптические из-

- мерения: уч. для вузов. Москва: Недра, 1985. 303 с.
4. Бесконтактная измерительная система на базе лазерного радара серии MV 300 от 02.2017 [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://nevatec.ru/wp-content/uploads/2016/10/mv300.pdf>
 5. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Особенности применения фазово-частотного метода в лазерной дальнометрии. *Технічна електродинаміка*. 2008. № 6. С. 65–70.
 6. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Латенко В.И., Орнатский И.А. Специфические погрешности фазово-частотных лазерных измерителей расстояния. *Технічна електродинаміка*. 2009. № 3. С. 50–54.
 7. Круглова Т.Н., Ярошенко И.В., Мельников М.А., Работалов Н.Н. Метод лазерной диагностики динамической формы ротора гидрогенератора. *Инженерный вестник Дона: электрон. науч. журн.* 2015. №1. [Электронный ресурс] Режим доступа: http://ivdon.ru/uploads/article/pdf/IVD_39_Kruglova.pdf_30d454bee1.pdf
 8. <http://www.promsat.com/content/files/cat/prizma/LS5.pdf>
 9. <http://www.sensorika.com/ru/lazernye-triangulyatsionnye-datchiki/rf603/>
 10. Пат. РФ № 2469264, МПК G01B 11/14; H02K 15/00. Лазерное устройство для измерения воздушного зазора электрической машины / Д.В. Куликов, С.В. Двойнишников, Ю.А. Аникин, В.Г. Меледин, И.В. Наумов, С.В. Кротов, В.Г. Главный, В.В. Рахманов, Г.В. Бакакин, В.А. Павлов, К.В. Шпольвинд, И.К. Кабардин, А.С. Чубов (РФ). Опубл. 10.12.2011, Бюл. № 34.
 11. Куликов Д.В., Меледин В.Г., Двойнишников С.В., Аникин Ю.А., Бакакин Г.В., Главный В.Г., Кротов С.В., Павлов В.А., Чубов А.С., Прибатурин Н.А. Метод лазерной диагностики динамической формы вращающихся объектов [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://docplayer.ru/43957954-Method-of-laser-diagnostics-of-dynamic-form-of-rotating-objects.html>
 12. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный волоконно-оптический измеритель зазоров в гидрогенераторах. *Технічна електродинаміка*. 2008. № 2. С. 51–58.

УДК 621.317

И.А. Брагинец, канд. техн. наук, **А.Г. Кононенко**, канд. техн. наук, **Ю.А. Масюренко**, канд. техн. наук
Институт электродинамики НАН Украины,
пр. Победы, 56, Киев-57, 03057, Украина

Аналитический обзор и выбор оптических лазерных систем для измерения воздушных зазоров в мощных гидрогенераторах

Проведен анализ известных оптических лазерных систем (ОЛС) для измерения линейных размеров и перемещений объектов, в том числе вращающихся объектов или нагретых до высокой температуры, а также объектов, конструкция которых усложняет установку соответствующих сенсоров для их контроля. Целью исследований является оценка возможности использования указанных ОЛС для определения воздушных зазоров мощных гидрогенераторов. При этом обозначены факторы, которые принимались во внимание при рассмотрении таких систем. Отмечены особенности конструкции гидрогенераторов и требования к точности и времени однократного измерения воздушного зазора. Рассмотрены основные методы измерения расстояния, на которых базируются ОЛС, и определены преимущества и недостатки каждого из них при практической реализации систем. С учетом конструкции гидрогенератора и условий его эксплуатации указано на целесообразность использования волоконно-оптических линий для передачи и приема лазерного излучения. На основании результатов исследований разработаны рекомендации по применению ОЛС. Библи. 12, рис. 6.

Ключевые слова: воздушный зазор, гидрогенератор, лазер, фазовый сдвиг, частотная модуляция.

I. Bragynets, O. Kononenko, Yu. Masjurenko

Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine,
Peremohy, 56, Kyiv-57, 03057, Ukraine

Analytical review and choice of optical laser systems for measuring air gaps in powerful hydrogenerators

The work analyzes the known optical laser systems (OLS) for measuring linear dimensions and displacements of objects, including rotating objects or heated to high temperatures. The purpose of the studies is to assess the possibility of using these OLS for determining the air gaps of powerful hydrogenerators. The factors that were taken into account when considering such systems are indicated. The features of hydrogenerators design and the requirements for the accuracy and time of a single measurement of the air gap are noted. The main methods of the distance measuring on which the OLS is based are considered, and the advantages and disadvantages of each of them are determined in the practical implementation of the systems. Taking into account the design of the hydrogenerator and the conditions of its operation, it is indicated on the expediency of using fiber-optic lines for the transmission and reception of laser radiation. The recommendations on the application of the OLS, based on the results of the research, were developed. References 12, figure 6.

Key words: air gap, hydrogenerator, laser, phase shift, frequency modulation.

Надійшла 11.01.2018
Received 11.01.2018

Видання наукове

ПРАЦІ

Інституту електродинаміки Національної академії наук України

Збірник наукових праць

Випуск
49

Редактор: Ю.В. Морозова-Леонова

Зареєстровано 07.02.2002. Свідоцтво: серія КВ, № 5843.

Підп. до друку 16.03.2018. Формат 60х84 / 8. Папір офс. Офс. друк. Ум. друк. арк. 10,3.

Обл.-вид. арк. 10,0. Тираж 100 прим. Зам. 20. Ціна за домовленістю.

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

Відділ оперативної поліграфії Інституту електродинаміки НАН України