



ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ • ВІДДІЛЕННЯ ФІЗИКО-ТЕХНІЧНИХ ПРОБЛЕМ ЕНЕРГЕТИКИ

ТЕОРЕТИЧНА ЕЛЕКТРОТЕХНІКА
ТА ЕЛЕКТРОФІЗИКА

ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ
ЕЛЕКТРИЧНОЇ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНЕ
ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕНЕРГІЇ

ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНІ СИСТЕМИ
ТА УСТАНОВКИ

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНІ СИСТЕМИ
В ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЦІ

№6
2010

Національна академія наук України
Відділення фізико-технічних проблем енергетики
Інститут електродинаміки
Науково-прикладний журнал
ТЕХНІЧНА ЕЛЕКТРОДИНАМІКА

Головний редактор

А.К.Шидловський, академік НАН України

Заступники головного редактора:

Кириленко О.В., академік НАН України;

Липківський К.О., докт.техн.наук, професор

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Антонов О.Є., докт.техн.наук

Буткевич О.Ф., докт.техн.наук, професор

Волков І.В., член-кор. НАН України, професор

Жаркін А.Ф., член-кор. НАН України

Кондратенко І.П., докт.техн.наук

Кузнецов В.Г., член-кор. НАН України, професор

Мазуренко Л.І., докт.техн.наук, професор

Мислович М.В., докт.техн.наук, професор

Монастирський З.Я., докт.техн.наук

Стогній Б.С., академік НАН України

Таранов С.Г., член-кор. НАН України, професор

Тітко О.І., член-кор. НАН України, професор

Шидловська Н.А., член-кор. НАН України

Щерба А.А., член-кор. НАН України, професор

Юрченко О.М., докт.техн.наук

МІЖНАРОДНА РЕДАКЦІЙНА РАДА

Шидловський А.К., академік НАН України

Гриневич Ф.Б., академік НАН України

Губанскі С., професор, Швеція

Денисов О.І., професор, Україна

Жуйков В.Я., професор, Україна

Загірняк М.В., професор, Україна

Клер Д., професор, Велика Британія

Кулик М.М., академік НАН України

Олещук В., докт.техн.наук, Молдова

Павлік М., академік НАН України, Польща

Пересада С.М., професор, Україна

Півняк Г.Г., академік НАН України

Постолатий В.М., академік АН Молдови

Реззов В.Ф., член-кор. НАН України, професор

Розов В.Ю., член-кор. НАН України

Россі К., професор, Італія

Сокол Є.І., професор, Україна

Стахів П.Г., професор, Україна

Счастливий Г.Г., академік НАН України

Харитонов С.О., професор, Росія

Відповідальний секретар **Л.В.Городжа**

Журнал "Технічна електродинаміка" входить до переліку профільних видань ВАК України, реферується у загальнодержавній реферативній базі даних "УКРАЇНІКА НАУКОВА" (реферативний журнал "ДЖЕРЕЛО") та РЕФЕРАТИВНОМУ ЖУРНАЛІ, Росія. У журналі здійснюється експертне рецензування та наукове редагування статей.

Адреса редакції:

03680, м.Київ-57, проспект Перемоги,56

Інститут електродинаміки НАН України

Тел. (044) 454 26 57, (044) 456 88 69

Email: ted@ied.org.ua <http://www.techmed.org.ua>

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

- ЩЕРБА А.А., ЩЕРБА М.А. Моделирование и анализ электрического поля в диэлектрической среде, возмущенного проводящими микровключениями разных размеров и конфигураций3
- ТРЕТЬЯКОВА Л.Д., ПОДОЛЬЦЕВ А.Д. Анализ электростатического поля вблизи человека в защитной одежде из полимерного материала при наличии на ней поверхностного заряда 10

Перетворення параметрів електричної енергії

- ЛИПКІВСЬКИЙ К.О. Дуальність побудови трансформаторно-ключових виконавчих структур дискретних стабілізаторів та регуляторів напруги змінного струму16
- ВОЛКОВ А.В., КОСЕНКО І.А. Совершенствование прогнозирующего релейно-векторного управления активным выпрямителем тока в асинхронном электроприводе с автономным инвертором тока24

Електро механічне перетворення енергії

- МАЗУРЕНКО Л.І., РОМАНЕНКО В.І. Асинхронний генератор з вентильним збудженням як джерело живлення зварювальної дуги35
- АНТОНОВ А.Е., КИРЕЕВ В.Г. О двух типах систем возбуждения беспазовых магнито-электрических двигателей40

Електроенергетичні системи та устаткування

- СТОГНІЙ Б.С., КИРИЛЕНКО О.В., ДЕНИСЮК С.П. Интеллектуальні електричні мережі електроенергетичних систем та їхнє технологічне забезпечення44
- БУТКЕВИЧ О.Ф., ЛЕВКОНЮК А.В., ЗОРІН Є.В., БУЛАНАЯ В.С. Про використання синхронізованих вимірів кутів напруги з об'єктів ОЕС України при визначенні допустимості її поточних режимів за запасами статичної стійкості51
- БОНДАРЕНКО В.Е., ЧЕРКАШИНА Н.М., ЧЕРЕМИСИН Н.М. Формирование технико-экономических моделей воздушных линий электропередачи в условиях рыночных отношений и анализ их критериальным методом59

Електротехнологічні комплекси та системи

- ГУДИМ В.І., ПОСТОЛЮК А.Я., ЮРКІВ Б.М. Аналіз електромагнітних процесів у шестиелектродній дуговій електропечі імпульсного струму65

Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці

- МИСЛОВИЧ М.В., СИСАК Р.М., УЛІТКО О.В. Імітаційне моделювання процесів акустичної емісії при вирішенні задач діагностування електротехнічного обладнання71

ПОКАЖЧИК статей за 2010 рік77

Abstracts83

CONTENTS

Theoretical electrical engineering and electrophysics

- SHCHERBA A.A., SHCHERBA M.A. Modelling and analysis of electric field in dielectric medium disturbed by conductive microinclusions of different dimensions and configurations3
- TRETIKOVA L.D., PODOLCEV A.D. The analysis of electric field near-by a man in protective clothing made of polymeric material in the presence of surface charge on it 10

Conversion of electric energy parameters

- LIPKOVSKIY K.O. Construction duality of transformer-key operation structures of discrete stabilizers and regulators of alternating voltage16
- VOLKOV A.V., KOSENKO I.A. The improvement of predictive relay-vector control by active current rectifier in induction motor drive with self-commutated inverter24

Electromechanical energy conversion

- MAZURENKO L.I., ROMANENKO V.I. Induction generator with inverter excitation as the welding arc supply35
- ANTONOV A.E., KIREEV B.G. Two types of excitation systems of air-gap-wound magnetoelectric engines40

Electric power systems and installations

- STOGNIY B.S., KYRYLENKO O.V., DENYSJUK S.P. Intelligent electric mains of electrical power systems and their technological support44
- BUTKEVYCH O.F., LEVKONJUK A.V., ZORIN E.V., BULANAYA V.S. About the usage of synchronized measurements of voltage angles from the objects of Interconnected Power System of Ukraine (IPS) by determination of an admissibility of its current modes due to the static stability margin51
- BONDARENKO V.E., CHERKASHINA V.V., CHEREMISIN N.M. Formation of the techno-economic models of overhead transmission lines in market relations and their analysis by means of criterial method59

Electrotechnological complexes and systems

- GUDYM V.I., POSTOLYUK A.Y., YURKIV B.M. Analysis of electromagnetic processes in six electrode electric-arc furnace of pulse current65

Information-measuring systems in power engineering

- MYSLOVYCH M.V., SYSAK R.M., ULITKO O.V. Simulation modeling of the processes of acoustic emission in solving the problem of electrical equipment diagnostics71

- Index** of papers in 2010 77

- Abstracts** 83

Науковий редактор К.О.ЛИПКІВСЬКИЙ
 Редактор Т.І.МАЙБОРОДА
 Художній редактор П.В.БЕККЕР

Друкується згідно з рекомендацією Вченої ради Інституту електродинаміки НАН України, протокол № 9 від 11.11.2010р. Підписано до друку 17.11.2010. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 9,8. Тираж 300 прим. Зам. 123. Зареєстровано 20.01.94. Свідоцтво: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

Поліграфічна дільниця Інституту електродинаміки НАН України 03680, м.Київ-57, пр.Перемоги, 56.

УДК 621.315

А.А.Щерба, член-корр. НАН України (Институт электродинамики НАН Украины, Киев), М.А.Щерба (Национальный технический университет Украины “КПИ”, Киев)

МОДЕЛИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СРЕДЕ, ВОЗМУЩЕННОГО ПРОВОДЯЩИМИ МИКРОВОКЛЮЧЕНИЯМИ РАЗНЫХ РАЗМЕРОВ И КОНФИГУРАЦИЙ

Разработана математическая модель для численного расчета низкочастотного электрического поля в диэлектрической среде с учетом его возмущения различными гетерогенными проводящими микровключениями. Установлены новые закономерности влияния размеров и конфигураций таких включений на неоднородность электрического поля в диэлектрике. Выявлено, что максимальная локальная напряженность электрического поля и величина относительного напряженного объема в диэлектрической среде инвариантны относительно изменения размеров проводящих включений при сохранении подобия их конфигураций. Показано, что максимальная напряженность электрического поля в диэлектрике экспоненциально возрастает при увеличении длины проводящего эллипсоидального включения вдоль поля и убывает при увеличении сечения включения перпендикулярно полю. Установлено, что при увеличении такого сечения эллипсоидального проводящего включения напряженный объем в изоляции сначала увеличивается, а затем уменьшается, невзирая на увеличение объема включения. При уменьшении величины допустимой напряженности электрического поля увеличивается соотношение длины включения вдоль поля к его максимальному сечению в перпендикулярном направлении, при котором возникает максимум кривой, характеризующей зависимость локального напряженного объема в изоляции от указанного соотношения. Установлено, что, если на подобных проводящих включениях разных размеров имеются оди-наковые микровыступы, то чем больше размеры включения, тем больше напряженность электрического поля и напряженный объем возникают в изоляции возле микровыступа. Подтверждено, что при увеличении высоты микровыступа на поверхности включения напряженность ЭП и напряженный объем в изоляции возрастают.

Розроблено математичну модель для чисельного розрахунку низькочастотного електричного поля в діелектричному середовищі з урахуванням його збурення різними гетерогенними провідними микровключеннями. Встановлено нові закономірності впливу розмірів і конфігурацій таких включень на неоднорідність електричного поля в діелектрику. Виявлено, що максимальна напруженість електричного поля і величина відносного напруженого об'єму в діелектричному середовищі інваріантні щодо зміни розмірів провідних включень при збереженні подібності їхніх конфігурацій. Показано, що максимальна напруженість електричного поля в діелектрику експоненційно зростає при збільшенні довжини провідного еліпсоїдального включення вздовж поля і спадає при збільшенні перерізу включення перпендикулярно полю. Встановлено, що при збільшенні такого перерізу еліпсоїдального провідного включення напружений об'єм в ізоляції спочатку збільшується, а потім зменшується, незважаючи на збільшення об'єму включення. При зменшенні величини допустимої напруженості електричного поля збільшується співвідношення довжини включення вздовж поля до його максимального перерізу в перпендикулярному напрямі, за якого виникає максимум кривої, що характеризує залежність локального напруженого об'єму в ізоляції від вказаного співвідношення. Встановлено, що, якщо на подібних провідних включеннях різних розмірів є однакові микровиступи, то чим більші розміри включення, тим більші напруженість електричного поля і напружений об'єм в ізоляції виникають біля микровиступа. Підтверджено, що при збільшенні висоти микровиступа на поверхні включення напруженість ЕП і напружений об'єм в ізоляції зростають.

Введение. Исследование закономерностей возмущения низкочастотного электрического поля (ЭП) в диэлектрической среде проводящими микровключениями различных размеров и конфигураций является актуальной научной задачей теоретической электротехники и имеет важные практические приложения, связанные с оценкой степени влияния электромагнитных полей на человека и другие живые организмы [1,7,8,13], а также уточнением механизмов электрической деградации полимерной изоляции высоковольтных кабелей, изоляторов и других электротехнических изделий [2,5,10–12].

В работах [2–6,9,12] анализ возмущения ЭП проводящими гетерогенными включениями в диэлектрической среде проводился по оценке максимальной напряженности поля при изменении пара-

метров включений, и требования к качеству изоляции для сверхвысоковольтных кабелей сводились к отсутствию в ней включений размерами более 80 мкм [5]. В публикациях [10,11,14,15] было обосновано, что кроме расчета максимальной напряженности ЭП в изоляции возле проводящих микровключений целесообразно определять также так называемые "напряженные объемы", то есть локальные объемы изоляции, напряженность ЭП в которых выше заданного критического значения. В работе [14] на примерах подобных сферических и эллипсоидальных конфигураций проводящих включений было также показано, что при увеличении размеров включений максимальная напряженность ЭП может оставаться неизменной, а напряженный объем изоляции может увеличиваться во много раз. Важно уточнить закономерности возмущения ЭП проводящими включениями более сложных форм.

Для распределения потенциалов и напряженности ЭП в диэлектрической среде с проводящим сферическим включением известны аналитические выражения [2–4,6]. Для напряженности поля в среде с эллипсоидальным включением также есть аналитические выражения [4], но их сложность исключает возможность получения точных расчетов. Для расчета ЭП, возмущенных включениями более сложных конфигураций, использовать аналитические методы пока невозможно, поэтому для расчета таких полей используют численные методы. В настоящее время для расчета неоднородных электромагнитных полей широко применяют метод конечных элементов, который реализован в пакете программ Comsol Multiphysics, имеющем обширные сервисные программы для упрощения компьютерных экспериментов, повышения точности и наглядности получаемых результатов [16].

Поэтому *целью настоящей работы* являлась разработка численной математической модели для расчета неоднородного электрического поля в диэлектрической среде с проводящим микровключением, а также анализ влияния различных размеров и конфигураций такого включения на возмущение электрического поля и величину напряженного объема в диэлектрической среде (в частности, в полимерной изоляции сверхвысоковольтных кабелей).

Постановка задачи расчета ЭП. Характеристики электромагнитного поля в произвольной среде связаны системой уравнений Максвелла, которые в дифференциальной форме имеют вид [2–4, 6].

$$\operatorname{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}_{\text{полн}}, \quad \operatorname{rot} \mathbf{E} = -\partial \mathbf{B} / \partial t, \quad (1,2)$$

$$\operatorname{div} \mathbf{B} = 0 \quad \operatorname{div} \mathbf{D} = \rho, \quad (3,4)$$

где \mathbf{E} и \mathbf{H} – векторы напряженностей электрического и магнитного полей; \mathbf{D} – вектор электрической индукции (или вектор смещения); \mathbf{B} – вектор магнитной индукции; $\mathbf{J}_{\text{полн}}$ – вектор плотности полного тока; ρ – объемная плотность свободных электрических зарядов; t – текущее время.

Обобщенное уравнение для вектора плотности полного тока имеет несколько составляющих

$$\mathbf{J}_{\text{полн}} = \mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_2 + \mathbf{J}_3 + \mathbf{J}_4, \quad (5)$$

где $\mathbf{J}_1 = \gamma (\mathbf{E} + \mathbf{E}_1)$ – вектор плотности тока проводимости, возникающего в проводящей среде при воздействии напряженностей \mathbf{E} и \mathbf{E}_1 внешнего и наведенного ЭП; $\mathbf{J}_2 = \partial \mathbf{D} / \partial t$ – вектор плотности тока смещения, возникающего в диэлектрической среде в результате смещения связанных электрических зарядов при изменении во времени ЭП; $\mathbf{J}_3 = \rho_1 \mathbf{v}_1$ – вектор плотности тока переноса свободных зарядов ρ_1 со скоростью \mathbf{v}_1 в исследуемой среде; $\mathbf{J}_4 = \gamma (\mathbf{v}_2 \times \mathbf{B})$ – составляющая плотности тока, обусловленная движением электропроводящей среды со скоростью \mathbf{v}_2 относительно магнитного поля с индукцией \mathbf{B} , γ – удельная проводимость среды.

В статье разрабатывается математическая модель для расчета внешнего гармонического электрического поля в диэлектрической среде с проводящим микровключением. В качестве примера анализируется возмущение гармонического ЭП, создаваемого переменным напряжением промышленной частоты $f=50$ Гц, которое приложено к полиэтиленовой изоляции сверхвысоковольтных кабелей, расположенной между алюминиевой потенциальной жилой и медным заземленным экраном. Приняты допущения, что ЭП является гармоническим, а расчетная среда – линейной и изотропной, поэтому при анализе уравнений электромагнитного поля можно воспользоваться методом комплексных амплитуд, позволяющим представлять векторные величины в виде вещественных частей комплексных величин, что существенно упрощает уравнения, освобождая их от временной зависимости.

Для векторов комплексных амплитуд параметров гармонического электромагнитного поля в произвольной линейной и изотропной среде уравнения Максвелла можно записать в виде

$$\operatorname{rot} \dot{\mathbf{H}} = \dot{\mathbf{J}}, \quad \operatorname{rot} \dot{\mathbf{E}} = -i\omega \dot{\mathbf{B}}, \quad (6,7)$$

$$\operatorname{div} \dot{\mathbf{B}} = 0, \quad \operatorname{div} \dot{\mathbf{D}} = \rho. \quad (8,9)$$

При изменении поля с частотой 50 Гц выполняется условие $l \ll \lambda$, где l – размеры расчетной области среды, $\lambda = 1/(f \sqrt{\varepsilon_0 \varepsilon \mu_0 \mu})$ – длина волны электромагнитного поля, $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м и $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6}$ Гн/м – электрическая и магнитная постоянные, ε и μ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды. Допускалось, что электромагнитные процессы происходят медленно и изменение поля в части среды мгновенно передается во все ее точки (то есть эффектом запаздывания процессов мы пренебрегали и фазу изменения поля во всех точках среды считали одинаковой).

При возникновении переменного ЭП в поляризуемой диэлектрической среде основной составляющей полного тока является ток смещения, возникающий в результате смещения связанных зарядов под действием сил внешнего поля. При наличии в изоляции проводящих (в большинстве случаев водных) микровключений в них будут возникать токи проводимости, которые могут быть сравнимы с токами смещения, поэтому токи проводимости в уравнениях (5) и (6) также учитывались. Но допускалось, что остальные составляющие полного тока гораздо меньше указанных.

Возникающий переменный ток создает, конечно, в изоляции переменное магнитное поле, но индуцированная им напряженность \mathbf{E}_1 очень мала по сравнению с напряженностью \mathbf{E} внешнего ЭП, поэтому было принято допущение, что в уравнении (7) производная $-i\omega \dot{\mathbf{B}} = 0$, и взаимную связь между электрическим и магнитным полями можно не учитывать. Поэтому расчет распределения внешнего низкочастотного гармонического ЭП в полиэтиленовой изоляции с водным микровключением был сведен к решению квазиэлектростатической задачи, определяемой уравнениями

$$\operatorname{div} \operatorname{rot} \dot{\mathbf{H}} = \operatorname{div} \dot{\mathbf{J}} = 0, \quad \operatorname{rot} \dot{\mathbf{E}} = 0, \quad \dot{\mathbf{J}} = \gamma \dot{\mathbf{E}} + i\omega \dot{\mathbf{B}}. \quad (10-12)$$

Отметим, что уравнение (10) является следствием не одних только математических выкладок, а имеет выраженный физический смысл. Уравнение демонстрирует, что расхождение вектора плотности полного тока, которое дает скорость накопления заряда в объеме диэлектрика со знаком минус, равно нулю. Таким образом, выражение (10) является уравнением непрерывности и показывает неизменность полного заряда в объеме изоляции.

Учитывая, что напряженность $\dot{\mathbf{E}}$ является гармонической функцией и что полиэтиленовая изоляция является линейной и изотропно поляризуемой средой, то есть вектор ее поляризации $\dot{\mathbf{P}} = \alpha \dot{\mathbf{E}}$, для вектора электрического смещения $\dot{\mathbf{D}}$ можно записать

$$\dot{\mathbf{D}} = \varepsilon_0 \dot{\mathbf{E}} + \dot{\mathbf{P}} = \varepsilon_0 \dot{\mathbf{E}} + \alpha \dot{\mathbf{E}} = \varepsilon_0 (1 + k_e) \dot{\mathbf{E}} = \varepsilon_0 \dot{\varepsilon} \dot{\mathbf{E}}, \quad (13)$$

где α – коэффициент пропорциональности между векторами $\dot{\mathbf{P}}$ и $\dot{\mathbf{E}}$; $k_e = \alpha/\varepsilon_0$ – коэффициент электрической восприимчивости среды.

Тогда уравнение (12) можно записать в виде

$$\dot{\mathbf{J}} = (\gamma + i\omega \varepsilon_0 \dot{\varepsilon}) \dot{\mathbf{E}}, \quad (14)$$

где $i^2 = -1$, γ и ε – удельные проводимость и диэлектрическая проницаемость среды (для полиэтилена $\gamma_1 = 10^{-14}$ См/м и $\varepsilon_1 = 2,4$, а для воды $\gamma_2 = 10^{-2}$ См/м и $\varepsilon_2 = 80$). Причем для полиэтилена диэлектрическую проницаемость мы будем считать комплексной величиной $\dot{\varepsilon} = \varepsilon' - i\varepsilon''$, действительная часть ε' которой учитывает только реактивные токи в изоляции, а мнимая часть ε'' – диэлектрические потери, аналогичные потерям в ней электрической мощности при протекании токов проводимости.

Из уравнения (14) видно, что вектор плотности полного тока также линейно зависит от вектора $\dot{\mathbf{E}}$ напряженности внешнего ЭП. Согласно уравнению (11) ЭП является безвихревым (потенциальным), что позволяет ввести для такого поля скалярный потенциал ϕ из соотношения

$$\dot{\mathbf{E}} = -\operatorname{grad} \phi. \quad (15)$$

Из уравнений (10), (14) и (15) получаем расчетное уравнение для распределения потенциала

$$\operatorname{div} [-(\gamma + i\omega \varepsilon_0 \dot{\varepsilon}) \operatorname{grad} \phi] = 0. \quad (16)$$

Напряженный объем, то есть объем, в котором напряженность поля E превышает определенную критическую величину $E_{кр}$, как и в работах [14, 15], определялся по формуле

$$V_{но} = \int_V f(E) dV = 2\pi \int_S f(E) \cdot r(S) dS, \quad (17)$$

в которой V – расчетный объем изоляции, S – площадь переменного сечения напряженного объема вдоль ЭП, r – переменный радиус сечения этого объема перпендикулярного полю. Принималось, что при $E_{кр.} \leq E \leq E_{max}$ функция $f(E)=1$, а при $E < E_{кр.}$ – $f(E)=0$.

Учитывая, что в работе анализировалось распределение ЭП, возмущаемого только осесимметричными микровключениями, то разрабатывалась двухмерная осесимметричная расчетная модель. Внутри каждой расчетной ячейки среда принималась однородной, изотропной и линейной. Но принималось, что на границе раздела двух сред параметры могут изменяться скачком при переходе от одной ячейки к другой в соответствии с граничными условиями. Условия на границе проводник-диэлектрик определялись для тангенциальных и нормальных составляющих напряженностей электрического поля сред 1 и 2, то есть для $\dot{E}_{1r}, \dot{E}_{2r}, \dot{E}_{1n}, \dot{E}_{2n}$, и соответственно для потенциалов $\dot{\phi}_1$ и $\dot{\phi}_2$ и их производных $\partial \dot{\phi}_1 / \partial n$ и $\partial \dot{\phi}_2 / \partial n$ по направлению нормали к поверхности.

Из уравнений (11) и (14) для напряженностей $\dot{E}_{1r}, \dot{E}_{2r}, \dot{E}_{1n}, \dot{E}_{2n}$ учитывалось, что

$$\dot{E}_{1r} = \dot{E}_{2r}, \quad (\gamma_1 + i\omega\epsilon_0 \dot{\epsilon}_1) \dot{E}_{1n} = (\gamma_2 + i\omega\epsilon_0 \dot{\epsilon}_2) \dot{E}_{2n}, \quad (18,19)$$

а для потенциалов $\dot{\phi}_1$ и $\dot{\phi}_2$ и их производных $\partial \dot{\phi}_1 / \partial n$ и $\partial \dot{\phi}_2 / \partial n$ согласно уравнению (15) принималось

$$\dot{\phi}_1 = \dot{\phi}_2, \quad (\gamma_1 + i\omega\epsilon_0 \dot{\epsilon}_1) \partial \dot{\phi}_1 / \partial n = (\gamma_2 + i\omega\epsilon_0 \dot{\epsilon}_2) \partial \dot{\phi}_2 / \partial n. \quad (20,21)$$

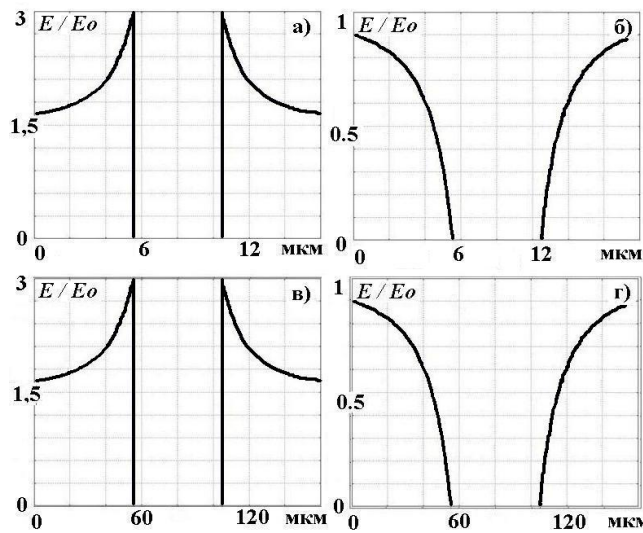


Рис. 1

ношение напряженного объема к объему микровключения остаются постоянными.

Для напряженности электрического поля в среде со сферическим включением известны аналитические выражения, приведенные в сферических координатах [2–4,6]

$$\mathbf{E} = E_0[(1 + 2R^3/r^3)\cos\theta \mathbf{i} - (1 - R^3/r^3)\sin\theta \mathbf{j}], \quad (22)$$

где R – радиус включения; r – длина радиус-вектора из центра сферы к точке, в которой определяется значение $E(r \leq R)$; θ – угол наклона относительно оси симметрии, т.е. оси, параллельной вектору \mathbf{E} ; \mathbf{i} и \mathbf{j} – единичные векторы вдоль осей координат.

Определим модуль вектора \mathbf{E}

$$E = E_0[(1 - R^3/r^3)^2 + 3R^3/r^3(2 + R^3/r^3)\cos^2\theta]^{1/2}. \quad (23)$$

Обозначив для удобства $A \equiv R^3/r^3$, для произведения $R|\text{grad } E|$ получим выражение

$$R|\text{grad } E| = E_0/2[3(1-A)^2(2A-3\cos^2\theta)^2 + 36A(2+A)\sin^2\theta \cos^2\theta]^{1/2}[(1-A)^2 + 3A(2+A)\cos\theta]^{-1/2}. \quad (24)$$

Расчеты согласно уравнениям (22)–(24) согласуются с расчетами на численной модели.

Из уравнений (22)–(24) получено, что если $A \equiv R^3/r^3 = \text{const}$ и угол $\theta = \text{const}$, то $E \neq E(R)$ и $R|\text{grad } E| \neq f(R)$, подтверждая таким образом расчеты, проведенные на численной модели.

На модели проводились также расчеты изменения напряженности ЭП в изоляции, имеющей проводящие эллипсоидальные включения и включения более сложных форм. Расчеты показали, что при пропорциональном изменении размеров проводящих включений по трем координатам E_{max} и

Анализ результатов расчета. Напряженности ЭП в полиэтиленовой изоляции с водным сферическим включением будем определять как отношение $|E|/E_0$, где $E_0=10$ кВ/мм – величина напряженности в однородной изоляции. Проведенные на модели расчеты показали, что значение E/E_0 в изоляции вдоль ЭП возрастало от 1,5 до $E_{max}/E_0=3$ (рис. 1, а), и убывало практически до нуля в перпендикулярном направлении (рис. 1, б). При увеличении диаметра включения в $N=10$ раз отношение E_{max}/E_0 не изменялось ни вдоль вектора \mathbf{E} (рис. 1, а и рис. 1, в), ни по ортогональной оси (рис. 1, б и рис. 1, г). В то же время градиент напряженности ЭП в изоляции возле микровключения уменьшался также в $N=10$ раз, а объем $V_{но}$ увеличивался в $N^3=1000$ раз. Таким образом, значение величин $R|\text{grad } E|$ (где R – расстояние до точки измерения E) и отношение напряженного объема к объему микровключения остаются постоянными.

$R|\text{grad } E|$ остаются величинами постоянными. Наиболее интересным результатом является неизменность максимальной напряженности ЭП возле микровыступа, несмотря на увеличение его радиуса скругления при сравнении разноразмерных подобных микровключений.

Проводился анализ изменения напряженных объемов в изоляции, определяемых из выражения (17). На рис. 2, а затененными областями отражено распределение E возле включения диаметром 60 мкм, где более темные зоны соответствуют большей напряженности ЭП.

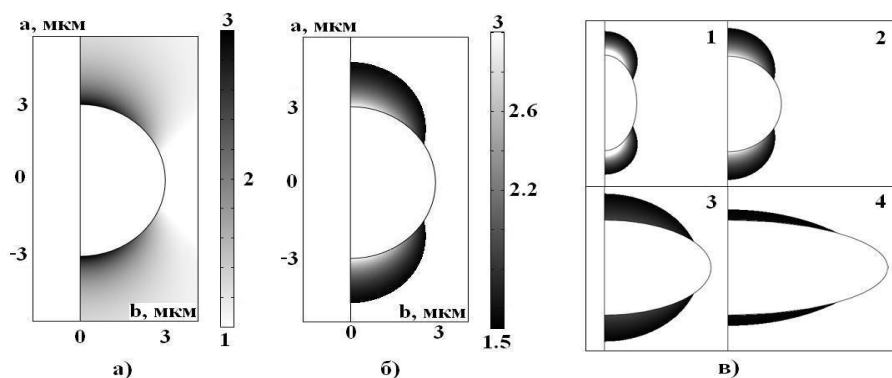


Рис. 2

Для удобства на рис. 2, б применены инверсные затененные области, отражающие напряженные объемы вдоль ЭП при условии $E_{кр.}=1,5E_0$ (чем насыщеннее инверсная затененная область, тем меньше напряженность ЭП). Анализируя насыщенность тона, можно судить об интенсивности поля в различных областях вблизи сферы. Были исследованы изменения напряженности E и величины $V_{но}$ при деформации эллипсоидального микровключения, осуществляемой изменением соотношения b/a (где $b=\text{const}$ – вертикальные размеры эллипсоида вдоль ЭП и $a=\text{var}$ – его горизонтальные размеры; при $b=a$ эллипсоид превращается в сферу). Полученная зависимость E_{max}/E_0 от соотношения b/a отражена на рис. 3, а, из которого видно, что при $b/a \rightarrow 0$ величина E_{max} экспоненциально возрастает, а при увеличении b/a величина $E_{\text{max}} \rightarrow E_0$, то есть возмущение поля исчезает.

Для наглядности наблюдаемого процесса рассмотрим диаграмму изменения локализации $V_{но}$ на рис. 2, в, на котором величина $V_{но}$ сначала увеличивается до максимального значения на кадре 3, а затем уменьшается, невзирая на увеличение объема включения.

На рис. 3, а показаны зависимости напряженных объемов $V_{но1}$, $V_{но2}$ и $V_{но3}$ от соотношения b/a для разных уровней напряженности E_1 , равных $E_{кр1}=1,4E_0$, $E_{кр2}=1,2E_0$ и $E_{кр3}=1,1E_0$.

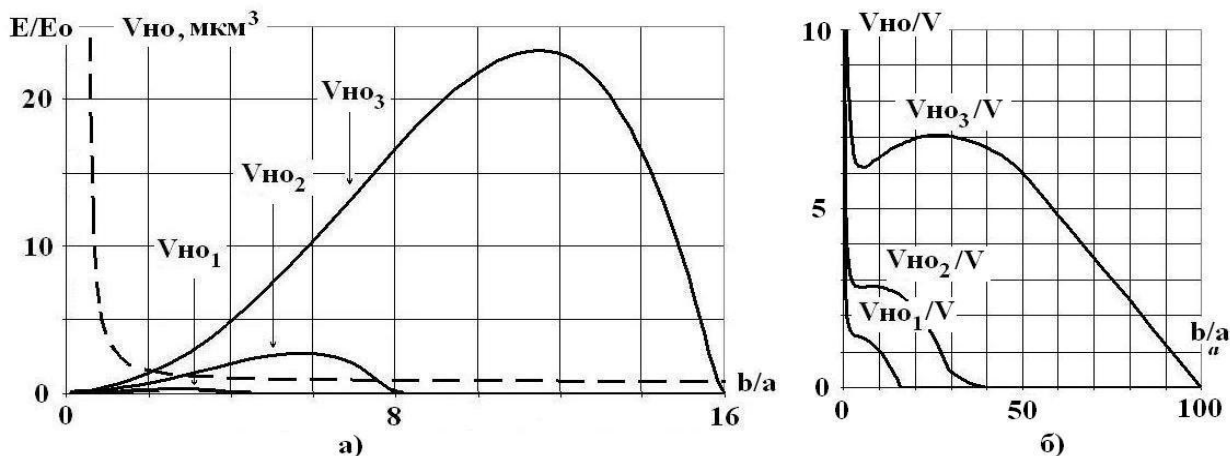


Рис. 3

Видно, что при увеличении соотношения b/a напряженный объем $V_{но}$ сначала возрастает до своего максимального значения, а затем убывает, невзирая на увеличение объема эллипсоида. Видно также, что при уменьшении величины допустимой напряженности $E_{кр.}$ максимальные значения $V_{но}$ возрастают и наступают они при увеличенных соотношениях b/a . Это явление можно объяснить тем, что по мере вытягивания включения поперек поля возмущение, оказываемое им, уменьшается.

На рис. 3, б показаны зависимости относительных напряженных объемов $V_{но1}/V$, $V_{но2}/V$ и $V_{но3}/V$ от соотношения b/a для разных напряженностей $E_{кр.}$, равных $E_{кр1}=1,4E_0$, $E_{кр2}=1,2E_0$ и $E_{кр3}=1,1E_0$.

На рис. 4, а показана диаграмма, а на рис. 4, б – графики изменения E_{\max}/E_0 от размеров микровыступа высотой h на сфере диаметром D (где $D + h = H$ – суммарная протяженность включения вдоль ЭП). Микровыступ моделировался цилиндром со скруглением полусферой на вершине, что позволяло избегать острых углов и связанных с ними сложностей по определению величины ЭП.

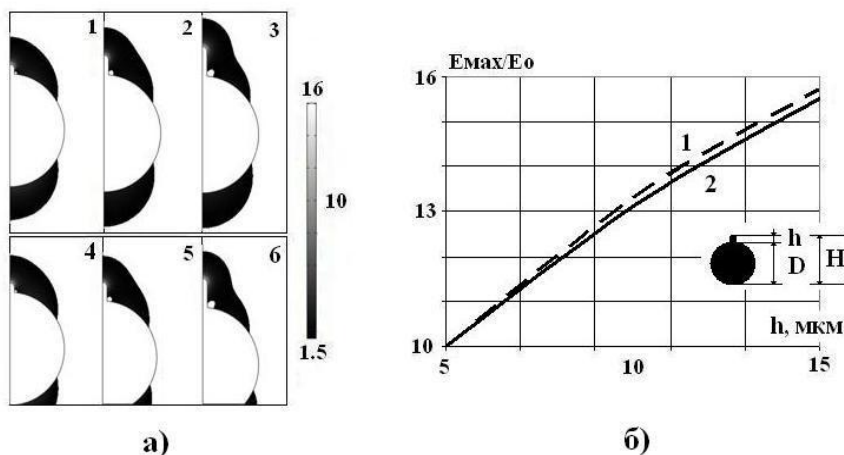


Рис. 4

Зависимость 1 (кадры 1–3) отражает изменение E_{\max}/E_0 при увеличении h , при котором также увеличивается H (при $D = \text{const}$), а зависимость 2 (кадры 4–6) соответствует увеличению h при $H = \text{const}$ и $D = \text{const}$, но нижняя часть сферы не учитывалась. Из рис. 4, б видно, что чем больше высота h , тем больше значение E_{\max}/E_0 . Рис. 4, б подтверждает определяющую роль длины микровыступа при возмущении ЭП и меньшую роль протяженности включения вдоль поля при сохранении радиуса сферы постоянным.

На рис. 5 показано изменение E_{\max}/E_0 при изменении диаметра сферы (высота микровыступа при этом оставалась постоянной).

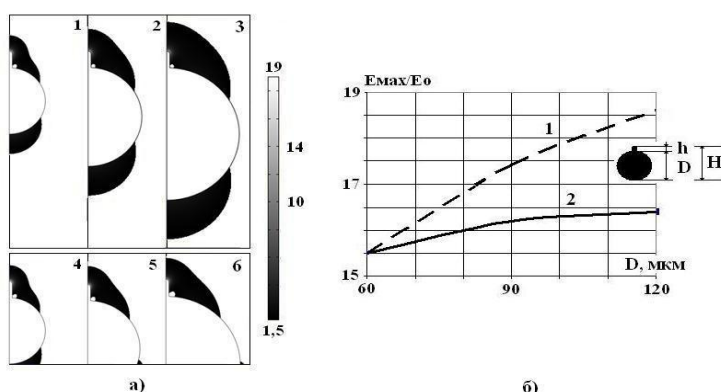


Рис. 5

Кривая 1 (и кадры 1–3) отражают изменение E_{\max}/E_0 при увеличении диаметра сферы D и величины H при $h = \text{const}$, а кривая 2 (и кадры 4–6) – изменение E_{\max}/E_0 при увеличении D при $h = \text{const}$, $H = \text{const}$, (D увеличивается с одновременным отсечением сферы снизу). Таким образом, можно сделать вывод, что напряженность ЭП возле микровыступа зависит не только от его размеров, а и от размеров сферы, на которой он находится. Этот вывод наглядно подтверждается диаграммой на рис. 5, а.

На рис. 6, б показана зависимость E_{\max}/E_0 от длины L эллипсоидального проводящего включения, на котором имеется цилиндрический микровыступ высотой $h = \text{const}$ и общей высотой включения $H = \text{const}$. Из рис. 6, б видно, что при увеличении размеров включения перпендикулярно ЭП значение E_{\max}/E_0 убывает, что отражено также на диаграмме рис. 6, а.

Выводы.

1. Разработана математическая модель с применением пакета прикладных программ Comsol Multiphysics, позволяющая численно рассчитывать распределение ЭП и величину напряженного объема в изоляции с гетерогенными включениями разных конфигураций.

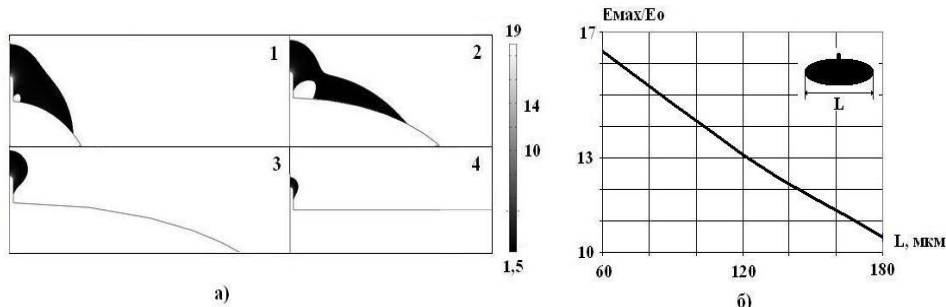


Рис. 6

2. Показано, что максимальная напряженность ЭП в диэлектрической среде не зависит от размеров подобных проводящих включений, если их рас-

положение относительно поля не меняется.

3. Продemonстрировано, что величина напряженного объема в изоляции возле проводящих осесимметричных включений произвольной формы, которые являются подобными фигурами, изменяется прямо пропорционально изменению величины объема включения.

4. Установлено, что максимальная напряженность электрического поля в диэлектрике экспоненциально возрастает при увеличении длины проводящего эллипсоидального включения вдоль поля и убывает при увеличении сечения включения перпендикулярно полю.

5. Выявлено, что при увеличении такого сечения эллипсоидального проводящего включения напряженный объем в изоляции сначала увеличивается, а затем уменьшается, невзирая на увеличение объема включения. При уменьшении величины допустимой напряженности ЭП увеличивается соотношение длины включения вдоль поля к его максимальному сечению в перпендикулярном направлении, при котором возникает максимум кривой, характеризующей зависимость локального напряженного объема в изоляции от указанного соотношения.

6. Подтверждено, что при увеличении высоты микровыступа на поверхности проводящего включения напряженность ЭП и напряженный объем в изоляции возрастают. Установлено, что если имеются одинаковые микровыступы на подобных включениях разных размеров, то чем больше размеры включения, тем сильнее локальное электрическое поле и тем больше напряженный объем в изоляции возле микровыступа.

1. Бондина Н.Н., Хавина И.П. Физические поля в биологических объектах. – Харьков: НТУ "ХПИ", 2001. – 203 с.
2. Васецкий Ю.М. Электродинамика. Основні поняття, потенціальні та квазістаціонарні поля. – К.: НАУ-друк., 2009. – 160 с.
3. Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л. Теоретические основы электротехники. Т.3.– СПб.: Питер, 2003. – 377 с.
4. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. – М.: Наука, 1980. – 560 с.
5. Мецанов Г.И., Шувалов М.Ю., Каменский М.К., Образцов Ю.В., Овсиенко В.Л. Кабели на напряжении 10–500 кВ: состояние и перспективы развития (анализ, прогноз, исследования) // Кабели и провода. – 2008. – № 5 (312). – С. 32–38.
6. Никольский В.В. Теория электромагнитного поля. – М.: Высшая школа, 1964. – 384 с.
7. Пресман А.С. Электромагнитные поля и живая природа. – М.: Наука, 1968. – 288 с.
8. Резинкина М.М., Щерба А.А. Анализ влияния низкочастотных электромагнитных полей на биоэлектрическую активность головного мозга человека // Техн. електродинаміка. – 2007. – № 6. – С. 28–32.
9. Техніка і електрофізика високих напруг / За ред. В.О.Бржезицького та В.М.Михайлова. – Харків: Торнадо, 2005. – 930 с.
10. Шидловский А.К., Шумилов Ю.М., Щерба А.А. Высоковольтные полимерные изоляторы. – Киев: Сучасність, 2008. – 253 с.
11. Шидловский А.К., Щерба А.А., Золотарев В.М., Перетятко Ю.В. Анализ микронеоднородности электрического поля как фактора повышения интенсивности пороговых электрофизических процессов в полимерной изоляции высоковольтных кабелей и самонесущих изолированных проводов // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 4. – С. 3–14.
12. Шидловский А.К., Щерба А.А., Подольцев А.Д., Кучерявая И.Н. Моделирование и анализ неоднородных электрических полей в высоковольтных кабельных линиях с учетом поверхностных и объемных дефектов в их полиэтиленовой изоляции // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2006. – Ч.1. – С. 96–105.
13. Щерба А.А., Резинкина М.М. Электромагнитные поля и их воздействие на объекты. – К.: Наук. думка, 2009. – 192 с.
14. Щерба М.А., Еришов С.Е., Спицун Л.Ю. Зависимость градиента электрического поля и напряженного объема в диэлектрической среде от размеров и формы проводящего включения // Доповіді за матер. МНТК "Сучасні проблеми електроенерготехніки та автоматики". – Київ: Політехніка, 2009. – С. 326–329.
15. Щерба А.А., Перетятко Ю.В., Золотарев В.М. Моделирование электрических полей и расчет объемов с критической напряженностью в полимерной изоляции высоковольтных кабелей и СИП // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2008. – Ч.2. – С. 113–119.
16. Comsol Multiphysics 3.5. User's Guide and introduction. - Comsol, Inc. – www.comsol.com

Надійшла 01.07.2010

Л.Д.Трегьякова, канд.техн.наук (Национальный техн. ун-т Украины “КПИ”, Киев), А.Д.Подольцев, докт.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ ВБЛИЗИ ЧЕЛОВЕКА В ЗАЩИТНОЙ ОДЕЖДЕ ИЗ ПОЛИМЕРНОГО МАТЕРИАЛА ПРИ НАЛИЧИИ НА НЕЙ ПОВЕРХНОСТНОГО ЗАРЯДА

В статье предложена математическая модель и методика численного расчета на основе метода конечных элементов трехмерного электростатического поля вблизи человека при наличии поверхностного заряда на его защитной одежде из полимерного материала. Для определения величины поверхностного заряда были проведены экспериментальные исследования. Приведены результаты численного расчета распределения электрического потенциала и напряженности поля, а также интегральной величины электрической энергии, запасенной в этом поле.

У статті запропоновано математичну модель і методику чисельного розрахунку на основі методу кінцевих елементів тривимірного електростатичного поля поблизу людини за наявності поверхневого заряду на його захисному одязі, виготовленому з полімерного матеріалу. Для визначення величини поверхневого заряду були проведені експериментальні дослідження. Наведено результати чисельних розрахунків розподілу електричного потенціалу і напруженості поля, а також інтегральної величини електричної енергії, що запасена в цьому полі.

Введение. Современное промышленное производство предъявляет высокие требования к совершенствованию техники и технологических процессов. Внедрение новых технологических процессов в ряде случаев приводит к возникновению новых факторов, которые могут создавать угрозу здоровью и даже жизни работника. Так, в 2008 году в Украине было травмировано 16206 человек, из них 1005 – смертельно, количество регистрируемых профессиональных заболеваний ежегодно превышает 5000. Для эффективной организации современных систем защиты персонала проводят исследования на производстве возможных вредных и опасных факторов и используют средства защиты, которые могут полностью исключить или минимизировать риски возникновения несчастных случаев и профессиональных заболеваний. Важное место в реализации многоступенчатых систем защиты занимают средства индивидуальной защиты (СИЗ). На сегодняшний день в Украине классифицируется, в зависимости от предназначения, двенадцать основных видов СИЗ, каждый из которых содержит до нескольких десятков типов. Современные комплекты СИЗ защищают от физических, химических и биологических вредных факторов и веществ. Это обеспечивается за счет использования разнообразных искусственных химических материалов, созданных на основе полимеров: полиэтилена, полиэфира, полипропилена, поливинилхлорида, полиуретана и др. Такие материалы имеют разнообразные защитные свойства, высокие физико-механические, диэлектрические и теплоизоляционные характеристики [5]. В условиях многих производств одной из важных сопутствующих проблем является электризация таких изделий за счет различных электрофизических процессов [1,4,6,9].

Традиционно на предприятиях, где электризация материалов препятствует нормальному протеканию технологических процессов или создает дополнительную взрыво- и пожароопасность в результате возникновения искрового разряда, используют изделия, в которых значения объемного и поверхностного сопротивления не превышают определенной предельной величины [10]. Однако в связи с последними достижениями в области нанотехнологии применительно к проблемам защитной одежды [11] актуальной задачей является более детальный анализ электрического поля и электрофизических процессов, происходящих на поверхности и в объеме полимерного материала. Целью статьи является разработка методики расчета электростатического поля на поверхности полимерного материала при наличии апостериорной информации о распределении зарядов.

Электрические процессы при электризации полимерного материала. Статическая электризация – это процессы, которые приводят к образованию, разделению и накоплению зарядов разных знаков. Такие взаимодействия стали привлекать внимание очень давно, но в последнее время это стало особенно актуальным, так как в промышленности стали применять материалы с высоким уде-

льным объемным сопротивлением $\rho_v \approx 10^{12}$ Ом·м и удельным поверхностным сопротивлением $\rho_s \approx 10^{16}$ Ом. Эти материалы могут сохранять заряд в течение длительного времени, а значит может накапливаться заряд, который увеличивает напряженность электрического поля. При этом могут создаться условия для возникновения самостоятельного разряда и образования электрической искры (пробоя воздушного промежутка).

Статическая электризация, таким образом, может приводить к следующим негативным последствиям:

- возникновению электрического поля, которое воздействует на технологический процесс (например, в текстильной промышленности – увеличение размера нитей в пучке до диаметра 1 м, что затрудняет процесс прядения, в полиграфии – слипание листов бумаги при печатании книг, что приводит к появлению брака);

- возникновению разрядов и опасности взрыва или пожара;

- негативному воздействию на организм человека как электрического поля, так и микроударов, возникающих в таком поле при определенных его значениях, превышающих критические.

Для различных технологических процессов изучают опасные проявления статического электричества. Опасные условия создаются, если:

- в определенном месте происходит накопление заряда;

- заряды создают электрическое поле, достаточное для развития искрового или коронного разряда;

- энергия, выделяемая в канале разряда, оказывается больше, чем минимально необходимая энергия для воспламенения среды.

Величина зарядов статического электричества существенно зависит от внешних условий, в которых происходит электризация, поэтому основой количественного анализа является эксперимент или, в лучшем случае, расчетно-экспериментальные исследования.

Расчет трехмерного электростатического поля вблизи человека. Расчет трехмерного электростатического поля, создаваемого вблизи человека в защитной одежде при накоплении на ней поверхностных зарядов, выполнялся в следующей постановке.

1. Формировалась геометрическая модель человека путем объединения различных базовых геометрических фигур. Построенная таким образом конечно-элементная модель показана на рис. 1.

2. Полагалось, что вся поверхность человека покрыта полимерным материалом толщиной 0,15 мм, что соответствует фактической толщине используемых материалов. На поверхности материала вследствие трения или индукционного влияния образовался поверхностный заряд с плотностью $\sigma_s(x, y, z)$. Величина этого заряда в общем случае является функцией как пространственных координат.

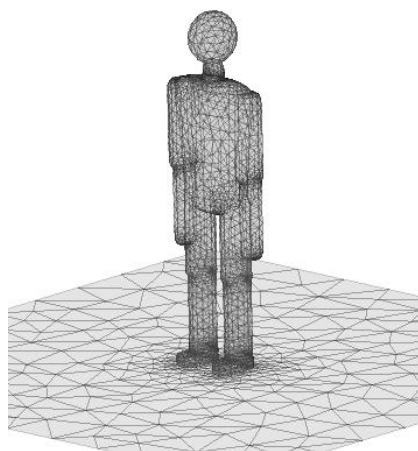


Рис. 1

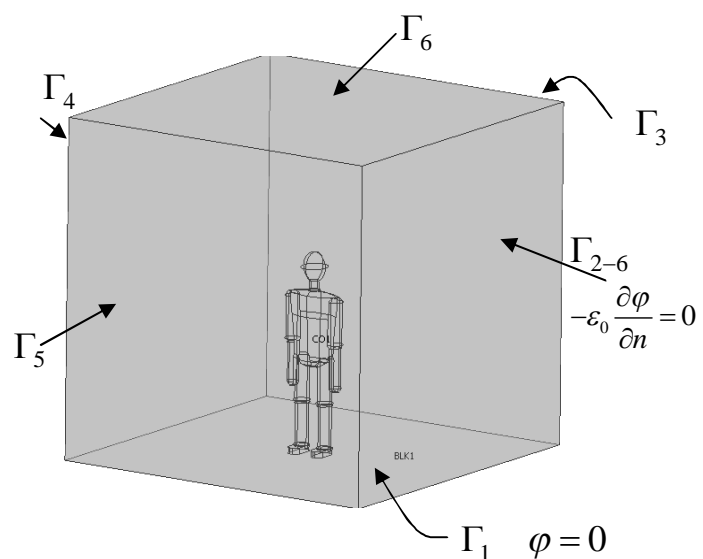


Рис. 2

нат, так и времени, что учитывается в разработанной расчетной модели. Однако в проведенных на данном этапе исследованиях полагалось $\sigma_s = \text{const}$.

3. В качестве расчетной области рассматривалась внешняя по отношению к человеку область воздушной среды, а на поверхности человека задавалось граничное условие для нормальной составляющей напряженности электрического поля.

Распределение неизменного во времени электростатического поля вблизи человека описывается следующим дифференциальным уравнением для скалярного электрического потенциала φ [2]:

$$\text{div}(-\varepsilon_0 \text{grad} \varphi) = 0, \quad (1)$$

где $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – постоянная диэлектрическая проницаемость вакуума. В качестве граничного условия на поверхности человека S задавалась нормальная составляющая напряженности электрического поля

$$-\varepsilon_0 \left. \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right|_S = \sigma_s. \quad (2)$$

Для замыкания расчетной области модель человека помещалась в куб с размером ребра 4 м, причем нижняя его грань полагалась заземленной – $\varphi|_{\Gamma_1} = 0$, а на верхней и боковых гранях куба задавалось условие электрической изоляции, имеющее следующий вид (рис. 2):

$$-\varepsilon_0 \left. \frac{\partial \varphi}{\partial n} \right|_{\Gamma_{2-6}} = 0.$$

Учитывая сложную криволинейную форму поверхности тела человека в защитной одежде, решение полевой задачи (1), (2) может быть выполнено одним из известных в настоящее время численных методов [3,8]. В данной работе в силу вышесказанного для численного решения этой задачи использовался метод конечных элементов, реализованный в пакете программ COMSOL [12].

Анализ результатов численного расчета. На рис. 3 показано полученное расчетным путем распределение электрического потенциала φ (в оттенках серого) и вектора напряженности электрического поля $\mathbf{E} = -\text{grad}(\varphi)$ (стрелками) вблизи человека в полимерной одежде при заданной равномерно распределенной плотности поверхностного заряда на этой одежде $\sigma_s = 10^{-7}$ Кл/м². На рис. 4 показано распределение потенциала по поверхности одежды при этом же поверхностном заряде.

Из приведенных на этих рисунках результатов видно, что наибольшее значение потенциала достигается в области грудной клетки и шеи человека и составляет около 8 кВ. Силовые линии электрического поля начинаются на поверхности одежды и уходят к заземленной плоскости куба – к ос-

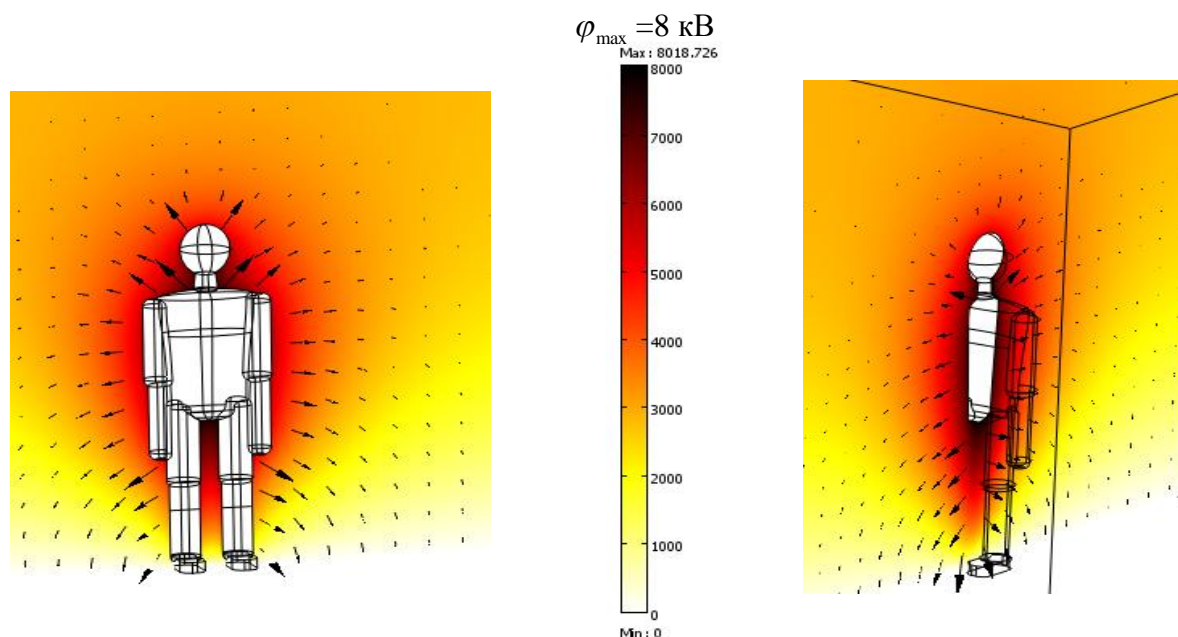


Рис. 3

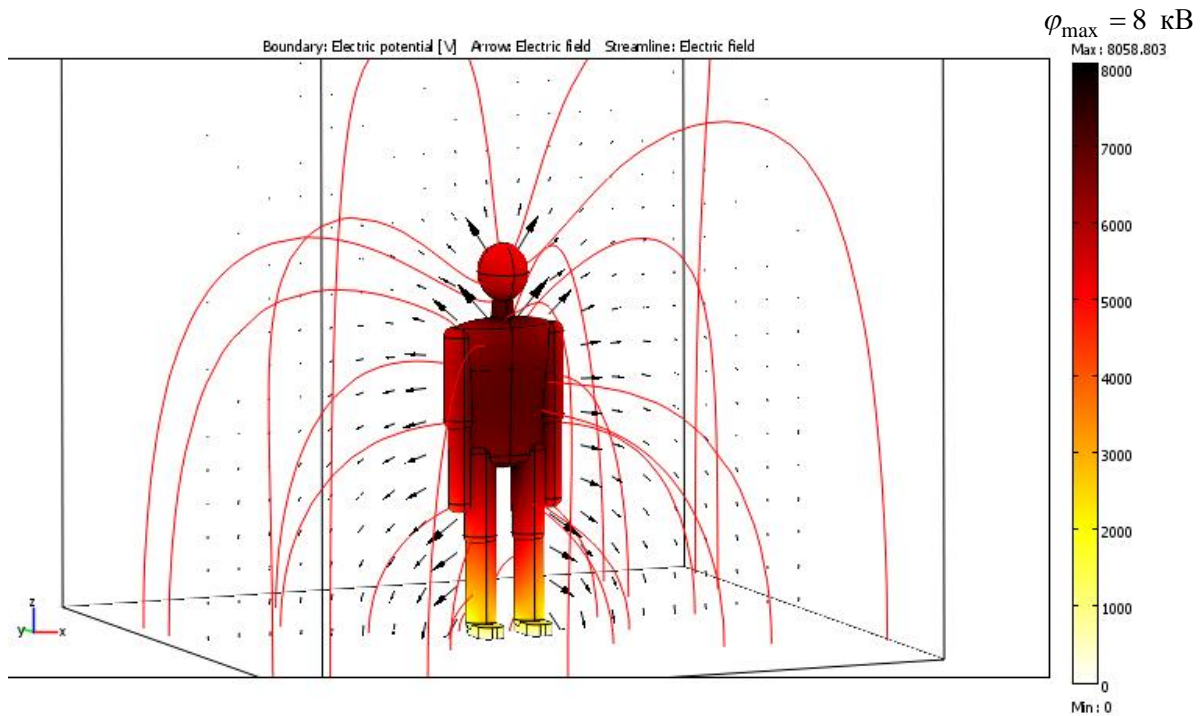


Рис. 4

нованию, на котором стоит человек.

На рис. 5 показано распределение напряженности электрического поля $|\mathbf{E}|$ вблизи человека при заданной равномерно распределенной плотности поверхностного заряда на одежде $\sigma_s = 10^{-7}$ Кл/м². Известно, что величина напряженности электрического поля на поверхности одежды в силу принятого постоянного значения σ_s во всех точках поверхности одежды будет иметь постоянное значение, равное $E_n = \sigma_s / \varepsilon_0 = 1,1 \cdot 10^4$ В/м = 0,011 кВ/мм. Результаты расчета на рис. 5 подтверждают это.

Видно также, что по мере удаления от поверхности одежды напряженность поля резко снижа-

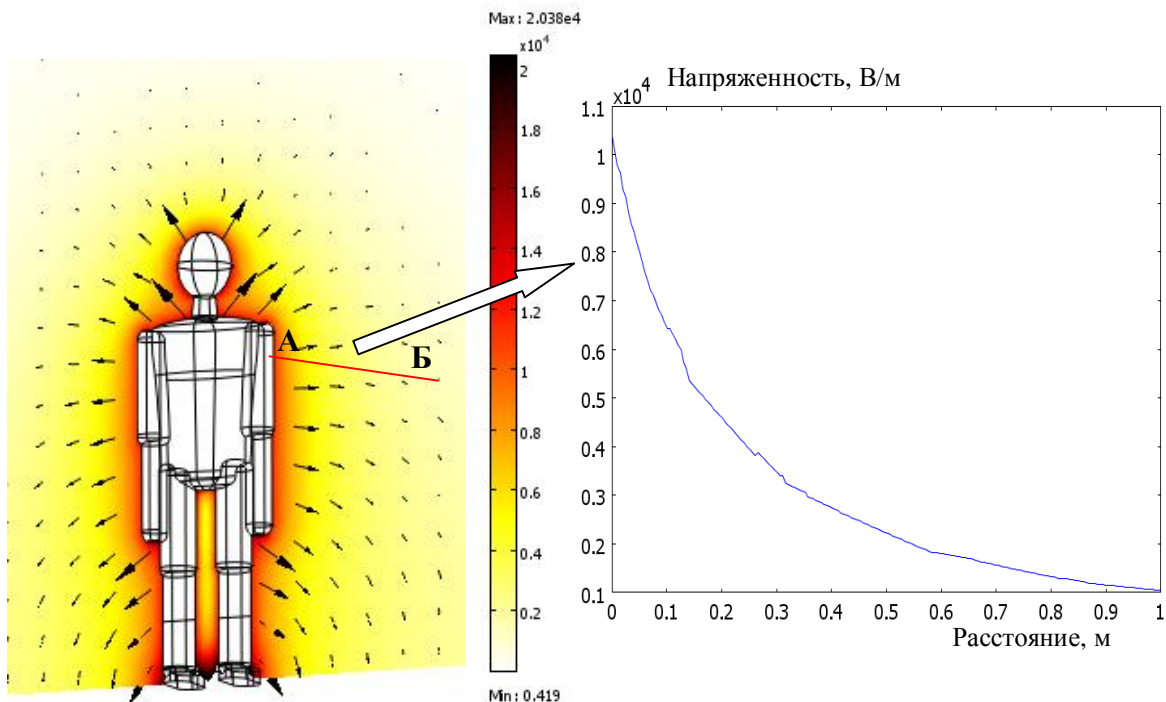


Рис. 5

ется. Так, уменьшение напряженности поля в два раза при удалении от поверхности одежды достигается на расстоянии около 20 см (см. вставку на рис. 5). Отсюда можно считать, что электрическое поле локализовано в приповерхностном слое толщиной 20 см.

Отметим, что полученное значение напряженности поля на поверхности одежды 0,01 кВ/мм значительно ниже пробивного напряжения воздуха в однородном поле, составляющего, согласно [7], 2,3 кВ/мм. Однако при приближении человека к заземленным металлическим предметам величина электрического поля в зазоре между одеждой и этим предметом будет значительно возрастать и может достигнуть значения напряженности пробоя.

Результаты расчета плотности энергии электрического поля $|\mathbf{E}|^2 \varepsilon_0 / 2$ вблизи человека приведены на рис. 6 и показывают, что наибольшая доля электрической энергии локализована в воздухе вблизи от человека в приповерхностном слое толщиной около 10 см (см. вставку на рис. 6).

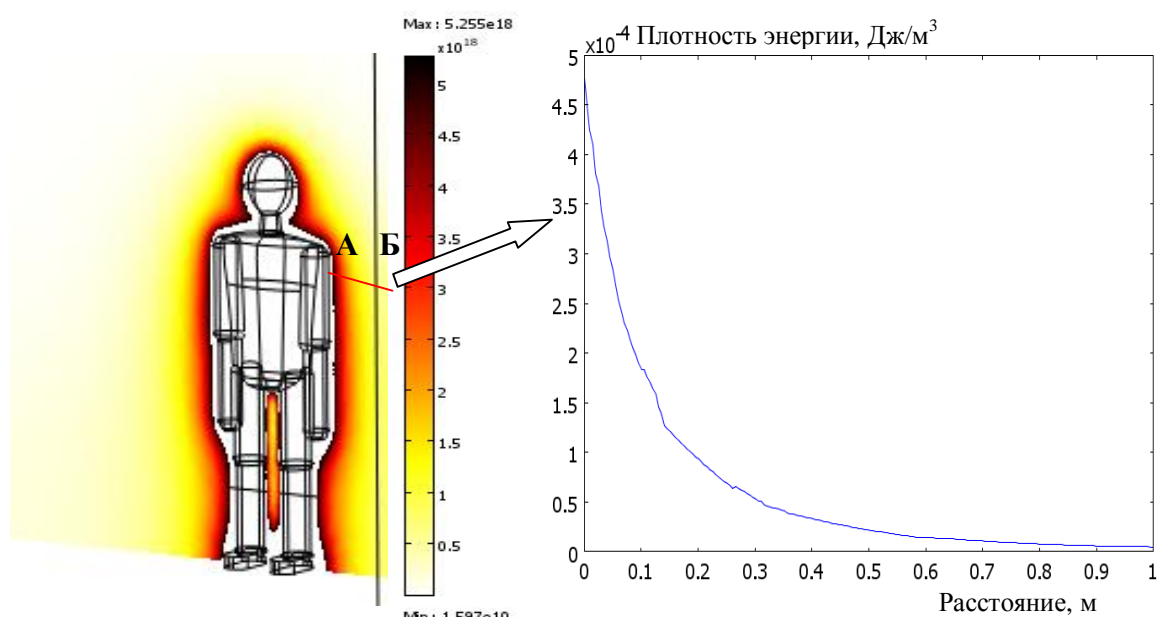


Рис. 6

Анализ энергетических характеристик поля необходим при работе человека в спецодежде в специальных условиях. Так, при работе с взрывоопасными средами возникновение электростатических зарядов с последующим возникновением искрового разряда может привести к воспламенению этой среды. Известно [1,6], что электростатический разряд может воспламенить горючую смесь только в случае, если его энергия больше минимальной энергии зажигания данной смеси. Отсюда условие безопасности может быть записано как

$$W_{иск} \leq W_{мин} / K, \quad (3)$$

где $W_{иск}$ – энергия разряда статического электричества с заряженной одежды, $W_{мин}$ – минимальная энергия зажигания горючей смеси (таблицы значений для различных смесей приведены в [6]), K – коэффициент безопасности – обычно принимается $K = 2,5$.

Для расчета энергии разряда $W_{иск}$ в данной работе используются результаты расчета электростатического поля. Известно [2], что электрическая энергия, запасенная в объеме V с полем $\mathbf{E} = (E_x, E_y, E_z)$ определяется с помощью следующего интегрального выражения

$$W_e = 0.5 \varepsilon_0 \int_V (E_x^2 + E_y^2 + E_z^2) dV. \quad (4)$$

В данной работе после нахождения распределения электрического потенциала φ определялась напряженность электрического поля $\mathbf{E} = -grad\varphi$, а затем выполнялся численный расчет интеграла в выражении (3). По результатам численного интегрирования получено $W_e = 0,96$ мДж. Полагая $W_e = W_{иск}$, из выражения (3) получим $W_{мин} \approx 2,5$ мДж. Для примера, согласно [6], минимальная энергия зажигания ацетона при 25⁰С составляет 0,406 мДж, а аэрозоля серы – 15 мДж. Отсюда получен-

ное выше значение энергии, накопленной в электрическом поле человека для исследуемого случая, будет достаточно для воспламенения ацетона (при условии возникновения искрового разряда).

Выводы.

В работе рассмотрены математическая модель и методика численного расчета трехмерного электростатического поля вблизи человека в одежде из полимерного материала при наличии на ней поверхностного электрического заряда. Разработанная методика включает такие этапы: построение пространственной модели человека; формирование расчетной области, включающей модельного человека и, в общем случае, окружающие его предметы; построение математической модели для расчета электростатического поля в этой области; численное решение этой модели с помощью метода конечных элементов; визуализация результатов расчета. При реализации метода конечных элементов в работе использовался пакет программ COMSOL.

Проведены расчетные исследования электростатического поля вблизи человека для полученного в ходе эксперимента значения плотности поверхностного заряда на одежде $\sigma_s = 10^{-7}$ Кл/м² и сделаны следующие выводы.

1. Максимальное значение электрического потенциала по отношению к земле достигается в области грудной клетки и шеи человека и составляет около 8 кВ.
2. Максимальная напряженность электрического поля достигается на поверхности одежды и составляет 0,01 кВ/мм при выбранном значении σ_s . Область относительно большого электрического поля локализована в приповерхностном слое одежды толщиной 20 см.
3. Интегральная величина энергии электрического поля, накопленная в приповерхностном воздушном слое человека, составляет около 1 мДж. Этой энергии достаточно, например, для воспламенения ацетона в случае возникновения искрового разряда.

1. *Бобровский С.А.* Защита от статического электричества в нефтяной промышленности. – М.: Недра, 1983. – 224 с.
2. *Демирчян К.С., Нейман Л.Р., Коровкин Н.В., Чечурин В.Л.* Теоретические основы электротехники. Том 3. – С-Петербург, Изд. дом “Питер”, 2004. – 376 с.
3. *Колечицкий Е.С.* Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 168 с.
4. *Лёб Л.* Статическая электризация. – М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963. – 408 с.
5. *Литвиненко Г.С., Третьякова Л.Д.* Засоби індивідуального захисту: виготовлення та застосування. – К.: Лібра, 2008. – 317 с.
6. *Статическое электричество* в химической промышленности / Под. ред. Б.И.Сажина. – М.: Химия, 1977. – 238 с.
7. *Техника* высоких напряжений / Под ред. М.В.Костенко. – М.: Высшая школа, 1973. – 528 с.
8. *Техника* высоких напряжений. Пер. с нем. / Под ред. И.П.Кужекина. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 555 с.
9. *Черунова И.В., Меркулова А.В., Горчаков В.В., Бринк И.Ю.* Основы проектирования антиэлектростатической теплозащитной одежды. – М.: Академия Естествознания, 2007. – 132 с.
10. *ДСТУ EN 1149-1.* Одяг захисний. Електростатичні властивості. Частина 1. Поверхневий опір (метод вимірювання і вимоги). – К.: Держспоживстандарт України, 2005. – 12 с.
11. *Wong Y.W.H., Yuen C.W.M.* Selected applications of nanotechnology in textiles / Autex Research Journal. – March 2006. – V. 6. – No.1.
12. www.comsol.com

Надійшла 04.11.2009

УДК 621.314.214

К.О.Липківський, докт.техн.наук (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

ДУАЛЬНІСТЬ ПОБУДОВИ ТРАНСФОРМАТОРНО-КЛЮЧОВИХ ВИКОНАВЧИХ СТРУКТУР ДИСКРЕТНИХ СТАБІЛІЗАТОРІВ ТА РЕГУЛЯТОРІВ НАПРУГИ ЗМІННОГО СТРУМУ

Розглянуто особливості побудови трансформаторно-ключових виконавчих структур (ТКВС) двох різновидів перетворювачів величини напруги змінного струму – дискретних регуляторів та стабілізаторів. Доведено, що дуальність цих перетворювачів прослідковується як при формуванні функціонального завдання й організації керування, так і при визначенні раціональної конфігурації виконавчої структури. Проаналізовано повноту їх оберненості та розроблено рекомендації щодо доцільного вибору топології ТКВС для кожного різновиду на основі порівняльної оцінки запропонованих вольтамперних діаграм, які наочно характеризують розрахункову встановлену потужність електромагнітного елемента. Досліджено можливість побудови на основі ТКВС дискретних стабілізаторів змінного струму.

Рассмотрены особенности построения трансформаторно-ключевых исполнительных структур (ТКИС) двух разновидностей преобразователей величины напряжения переменного тока – дискретных регуляторов и стабилизаторов. Доказано, что дуальность этих преобразователей прослеживается как при формировании функционального задания и организации управления, так и при определении рациональной конфигурации исполнительной структуры. Проанализирована полнота их обратимости и разработаны рекомендации по целесообразному выбору топологии ТКИС для каждой разновидности на основе сравнительной оценки предложенных вольтамперных диаграмм, которые наглядно характеризуют расчетную установленную мощность электромагнитного элемента. Исследована возможность построения на основе ТКИС дискретных стабилизаторов переменного тока.

Вступ. Цілеспрямована зміна величини напруги електричного струму займає особливе місце у множині функціональних перетворень електричного сигналу. Це пояснюється не тільки тим, що вона широко використовується як основний вид перетворення, а й тим, що певне регулювання напруги відбувається у значній більшості пристроїв, які реалізують інші види перетворень – частоти, числа фаз, виду джерела тощо [6].

Згідно з існуючою тенденцією переважного використання статичних (тобто без рухомих частин) пристроїв перетворювачі для здійснення зміни величини напруги будуються зараз або на базі напівпровідникових приладів, що працюють у ключовому режимі, або на їхньому поєднанні з трансформуючими елементами (ТЕ). У першому варіанті напівпровідникові ключі "у чистому вигляді" реалізують фазове регулювання або різні види високочастотної імпульсної модуляції. Тобто, регулювання у цьому випадку можна трактувати як свідоме спотворення первинної незайманої синусоїдальної напруги, дієве значення якої необхідно змінити (з метою отримання нового – спотвореного – сигналу, дієве значення якого буде мати бажану величину), з наступним вилученням забруднюючого "гармонічного мотлоху", який скидається до споживача та мережі живлення під час цієї процедури. Крім того, ці перетворювачі не дозволяють підвищувати вихідну напругу відносно вхідної без введення додаткових елементів – накопичувачів енергії.

У протилежність цьому комбіновані перетворювачі, в яких органічно комплексуються напівпровідникові ключові елементи (КЕ) та трансформатори (автотрансформатори, вольтодавчі трансформатори або їхні сполучення) і використовуються дискретно-разові принципи управління [7], априорі не вносять ніяких спотворень у вихідну напругу й у струм, що споживається з мережі, та дозволяють реалізувати як віднімання, так і додавання напруги. Силкові органи цього виокремленого класу перетворювачів отримали назву трансформаторно-ключових виконавчих структур – ТКВС [4].

Здебільшого, під перетворенням напруги мають на увазі регулювання її величини, а стабілізація трактується як вид регулювання за таким законом, який би дозволяв підтримувати вихідну напругу незмінною (з певною припустимою похибкою) при дії всіх дестабілізуючих факторів.

На перший погляд, дуальність цих двох видів перетворення напруги (підкреслимо, що у даній роботі мова буде йти виключно про напругу змінного струму) виявляється тільки на перших етапах формування завдання та вибору методів управління: при регулюванні передбачається живлення перетворювача від напруги незмінної (номінальної) величини ($U_1=U_{1н}=\text{const}$) і зміна вихідної або за певною програмою, або за вимогою споживача ($U_2\approx\text{var}$); при стабілізації, навпаки, необхідно підтримувати вихідну напругу незмінною ($U_2\approx\text{const}$) при стохастичній зміні вхідної напруги та можливій зміні навантаження ($U_1\approx\text{var}$, $Z_n\approx\text{var}$).

Для "чисто" напівпровідникового перетворювача дуальність на цьому "закінчується" (ключовий елемент у колі силового струму буде однаковим для регулятора і для стабілізатора), а для ТКВС вона прослідковується і на етапі вибору схемотехнічного рішення та розрахунку його параметрів.

Мета роботи полягає у виявленні характерних особливостей трансформаторно-ключових виконавчих структур двох різновидів перетворювачів величини напруги змінного струму та їх дослідження з позиції дуальності та оберненості.

Викладення основних положень. У кожний момент часу (у кожному режимі) ТКВС – це виключно трансформуючий елемент з певним коефіцієнтом передачі по нарузі. (Ми свідомо будемо користуватися цим терміном, а не коефіцієнтом трансформації, тому що у загальному випадку до складу ТКВС може входити кілька ТЕ, кожний зі своїм коефіцієнтом трансформації, а нас цікавить результуюче співвідношення вхідної U_1 та вихідної U_2 напруг перетворювача). Для перетворення величини напруги змінного струму ТКВС повинна мати деяку певну множину J нетотожних станів або, що те ж саме, коефіцієнтів передачі $K_j=U_{2j}/U_{1j}$ ($j=\overline{1, J}$) та реалізувати необхідну зміну стану шляхом переключення КЕ напівпровідникового комутатора, який є другою складовою ТКВС.

Вказана множина повинна мати упорядкований характер. Згідно з [2] найдоцільніше змінювати коефіцієнт передачі за законом геометричної прогресії

$$K_j=K_1\gamma^{(j-1)}, \quad (1)$$

де γ – певний чисельний коефіцієнт, сутність якого буде пояснено пізніше (зазвичай, $1,02\leq\gamma\leq 1,1$).

При такому виборі закону зміни коефіцієнтів передачі їхній множині відповідає множина тангенсів нахилу до осі абсцис прямих, що виходять з центру ординат, і площа розміщення яких обмежується першим (максимальним) і останнім, J -тим (мінімальним) коефіцієнтами передачі (рис. 1)

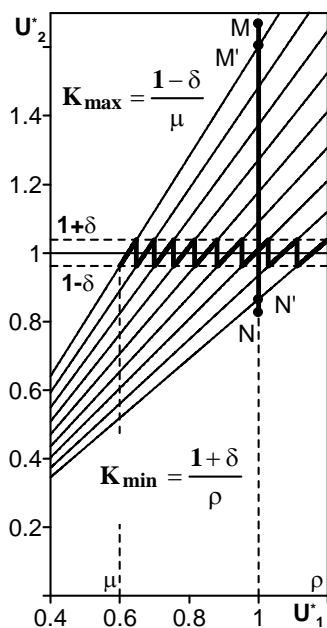


Рис. 1

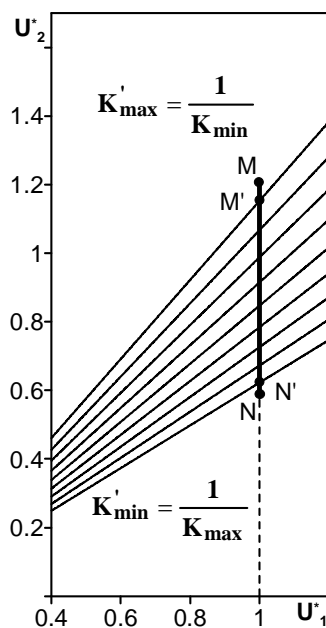


Рис. 2

$$K_1=K_{\max}, \quad (2)$$

$$K_j=K_{\min}=K_{\max}\gamma^{(1-j)}. \quad (3)$$

Почнемо зі стабілізації напруги. Припустимо, що вхідна напруга може змінюватися від $U_{1\min}^*=U_{1\min}/U_n=\mu=0,6$ до $U_{1\max}^*=U_{1\max}/U_n=\rho=1,2$. (Тут і далі все будемо нормувати для узагальнення по номінальних значеннях вихідної напруги, струму, потужності; зауважимо, до речі, що максимальна вихідна потужність залишається внаслідок стабілізації незмінною у всіх режимах $P_{2j\max}^*=P_{2\max}^*$, причому, оскільки ми розглядатимемо ідеальні трансформуючі елементи, максимальна вхідна потужність $P_{1\max}^*=P_{2\max}^*$). Позначимо їхнє співвідношення, яке назвемо глибиною діапазону стабілізації, через G ($G=\rho/\mu$). Тоді для коефіцієнта γ можна записати

$$\gamma=\sqrt[G]{G}. \quad (4)$$

Якщо приймемо, наприклад, що ТКВС може знаходитись у дев'яти станах ($J=9$), то маємо $\gamma = \sqrt{2} \approx 1,08$. При стабілізації коефіцієнт γ дорівнює відношенню максимального і мінімального значень вихідної напруги

$$\gamma = U_{2\max}/U_{2\min} = (1+\delta)/(1-\delta), \quad (5)$$

де δ – відносна похибка стабілізації (відхилення від номінального значення $U_n^* = 1$ напруги, що надходить до споживача), $\delta = (\gamma - 1)/(\gamma + 1) \approx 0,0385$.

Таким чином, залежність вхід-вихід ТКВС, що має пилкоподібний характер (рис. 1), буде повністю знаходитись у полі стабілізації [7] – зоні, обмеженій по горизонталі μ та ρ , а по вертикалі – $(1+\delta) = 2\gamma/(\gamma+1)$ та $(1-\delta) = 2/(\gamma+1)$. При виході U_1^* за межі μ та ρ стабілізація порушується і вихідна напруга буде змінюватись відповідно за максимальним та мінімальним коефіцієнтами передачі

$$K_{\max} = (1-\delta)/\mu = 2/(\mu(\gamma+1)) = 1,6025, \quad (6)$$

$$K_{\min} = (1+\delta)/\rho = 2\gamma/\rho(\gamma+1) = K_{\max}\gamma/G = 0,8654. \quad (7)$$

Перейдемо до регулювання напруги змінного струму.

Якщо ми захочемо при незмінній (номінальній) вхідній напрузі $U_1^* = 1$ у тій самій ТКВС з тією ж множиною коефіцієнтів передачі реалізувати дискретне регулювання вихідної напруги з тією ж відносною похибкою δ , то це можна буде зробити лише у межах між точками М та N

$$U_{2M}^* = K_{\max}(1+\delta) = (1-\delta^2)/\mu \approx 1,6642, \quad (8)$$

$$U_{2N}^* = K_{\min}(1-\delta) = (1-\delta^2)/\rho \approx 0,8321. \quad (9)$$

Певна річ, ТКВС не може забезпечити на виході напругу, яка б відповідала точці М, але з точкою М співпадає реальна точка М' з припустимою похибкою δ . Те ж саме стосується й нижньої межі – точок N та N'. Таким чином, повний діапазон регулювання $U_{2M}^*/U_{2N}^* = 2$, але межі цього діапазону жорстко прив'язані до величини вхідної напруги $U_1^* = 1$.

Якщо ми хочемо регулювати вихідну напругу у тих самих межах, у яких змінювалась вхідна напруга при стабілізації, тобто μ та ρ , необхідно або вести регулювання при зниженій вхідній напрузі

$$U_1^* = \frac{\rho}{1+\delta} \cdot \frac{1}{K_{\max}} = \frac{\rho}{1+\delta} \cdot \frac{\mu}{1-\delta} = \frac{\mu\rho}{1-\delta^2} \approx 0,7211, \quad (10)$$

що недоцільно, або так розрахувати ТКВС, щоб масив коефіцієнтів передачі змістився у бік зменшення і при $U_1^* = 1$ ми мали наступні значення максимальної та мінімальної вихідної напруг (рис. 2):

$$U_{2M}^{*'} = \rho = K'_{\max} (1+\delta), \quad (11)$$

$$U_{2N}^{*'} = \mu = K'_{\min} (1-\delta). \quad (12)$$

З цих рівнянь знаходимо нові необхідні величини граничних коефіцієнтів передачі

$$K'_{\max} = \rho/(1+\delta) = K_{\max} \mu\rho / (1-\delta^2) = K_{\max} \mu\rho 4\gamma / (\gamma+1)^2 = 1,1555, \quad (13)$$

$$K'_{\min} = \mu/(1-\delta) = K_{\min} \mu\rho / (1-\delta^2) = K_{\min} \mu\rho 4\gamma / (\gamma+1)^2 = 0,624, \quad (14)$$

а також коефіцієнта передачі для j-го стану системи

$$K'_j = K_j \mu\rho 4\gamma / (\gamma+1)^2. \quad (15)$$

Порівнюючи (13), (14) з (6), (7) бачимо, що $K'_{\max} = 1/K_{\min}$ та $K'_{\min} = 1/K_{\max}$. Саме це відбудеться, якщо, переходячи від стабілізації до регулювання чи навпаки, ми поміняємо місцями приєднання до ТКВС мережі та споживача, що свідчить про принципову оберненість цих двох процесів. Повноту цієї оберненості можна оцінити лише після аналізу схемотехнічної реалізації ТКВС стабілізаторів і регуляторів напруги змінного струму.

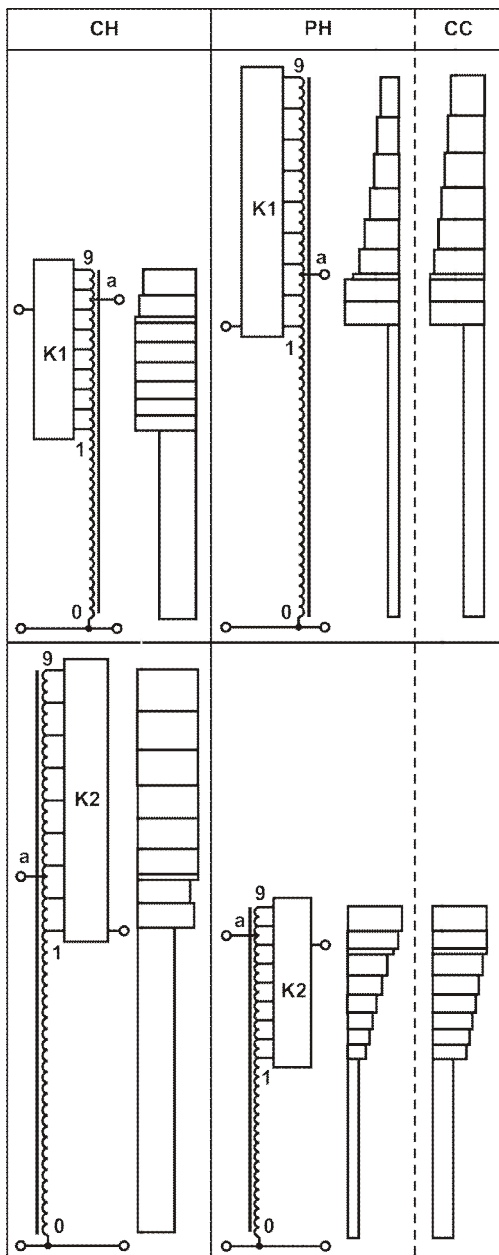
За об'єкт дослідження візьмемо найбільш простий та зручний для розгляду варіант ТКВС, що складається з силового секціонованого автотрансформатора (АТ) та тиристорного комутатора К, що може бути розміщений як на первинному (К1), так і на вторинному (К2) боці АТ: обидві конфігурації придатні, у принципі, як для регулювання, так і стабілізації напруги змінного струму (див. таблицю).

У цьому комутаторі в кожному режимі працює лише один ключовий елемент, тобто кількість можливих станів структури дорівнює кількості ключів $J=N$. У процесі роботи необхідний перехід з одного стану в інший реалізується шляхом перекомутації КЕ, внаслідок чого відповідним чином змінюється коефіцієнт передачі. При розміщенні комутатора на вході маємо $K_j = W_{20} \left(W_{10} + \sum_{i=1}^j W_{1i} \right)^{-1}$, а

при розміщенні його на виході – $K_j = \left(W_{20} + \sum_{i=1}^j W_{2i} \right) \times (W_{10})^{-1}$, де $W_{10}(W_{20})$ – кількість витків основної

первинної (вторинної) обвитки, а $\sum_{i=1}^j W_{1i} \left(\sum_{i=1}^j W_{2i} \right)$ – загальна кількість витків у j регулюючих секціях

регулювальної частини первинної (вторинної) обвитки у j -тому стані. Виконуючи конкретні розрахунки, параметри поля стабілізації та зони регулювання візьмемо з наведених вище прикладів побудови характеристики вхід-вихід ТКВС стабілізаторів і регуляторів напруги.



Почнемо зі стабілізатора напруги, ТКВС якого має комутатор К1 (верхній лівий сектор у таблиці). Максимальна напруга на обвитці W_{10} (між відпайками 1 та 0) спостерігається при переході від першого режиму ($j=1$) до другого ($j=2$), тобто у момент, коли $U_1^* = \mu\gamma$ (див. рис. 1), і має ту ж саму величину $U_{10}^* = \mu\gamma = 0,6 \cdot 1,08 = 0,648$. У цьому ж режимі максимального значення набуває і струм навантаження $I_2^* = I_{2\max}^* = 1 + \delta = 1,0385$, що проходить по всіх секціях між відпайками a та 1, і вхідний струм, який обчислюється за формулою

$$I_{1\max}^* = P_{1\max}^* / \mu\gamma = [2\gamma / (\gamma + 1)]^2 / \mu\gamma = 1,6642, \quad (16)$$

а також максимальний струм, що проходить по обвитці

$$\begin{aligned} I_{10\max}^* &= I_{1\max}^* - I_{2\max}^* = \\ &= 2\gamma [2 / \mu(\gamma + 1) - 1] / (\gamma + 1) = 0,6257. \end{aligned} \quad (17)$$

Подальше збільшення вхідної напруги адекватно супроводжується підключенням відповідних регулювальних секцій.

Максимальна напруга на j -тій відпайці (напруга між точками j та 0)

$$U_{j0\max}^* = U_{10\max}^* \cdot \gamma^{j-1} = \mu\gamma \cdot \gamma^{j-1} = \mu\gamma^j, \quad j = \overline{1, J}, \quad (18)$$

а напруга на j -ій регулювальній секції (їхня кількість на одну менша, ніж загальна кількість відпайок)

$$\begin{aligned} U_{cj\max}^* &= U_{(j+1)0\max}^* - U_{j0\max}^* = \\ &= \mu\gamma^j(\gamma - 1), \quad j = \overline{1, (J-1)}. \end{aligned} \quad (19)$$

Зауважимо, що у нашому випадку восьма секція (за інших співвідношень μ та ρ це може бути інша секція) поділена вихідною відпайкою a на дві частини – верхню та нижню, для яких відповідно маємо

$$\begin{aligned} U_{8a\max}^* &= U_{80\max}^* - U_{2\max}^* = \\ &= \mu\gamma^8 - 2\gamma / (\gamma + 1) = 0,0726, \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} U_{a7\max}^* &= U_{2\max}^* - U_{70\max}^* = \\ &= 2\gamma / (\gamma + 1) - \mu\gamma^7 = 0,0098. \end{aligned} \quad (21)$$

Струм у нижній частині восьмої секції, як було зазначено раніше, дорівнює $I_{2\max}^*$, а у верхній він визначається вхідним струмом у восьмому режимі

$$I_{8a \max}^* = P_{\max}^* / \mu \gamma^8 = 4 / \mu \gamma^6 (\gamma + 1) = 0,9707. \quad (22)$$

Струм у дев'ятій секції є найбільшим у останньому дев'ятому режимі

$$I_{98 \max}^* = P_{\max}^* / \mu \gamma^9 = 4 / \mu \gamma^7 (\gamma + 1) = 0,8987. \quad (23)$$

Обчисливши максимальні напруги та струми для всіх секцій за виведеними формулами (16)–(23), знаходимо встановлену потужність автотрансформатора P_{AT}^* , нормовану по номінальній потужності навантаження, як напівсуму добутків цих величин

$$P_{AT}^* = P_{CH1}^* = 0,5 \left[U_{10 \max}^* I_{10 \max}^* + \sum_{j=1}^{J-1} U_{j(j-1) \max}^* I_{j(j-1) \max}^* \right] = 0,4807. \quad (24)$$

Задля наочності у секторі таблиці поруч зі схемою ТКВС зображено контурну фігуру, що складається з $(J+1)$ прямокутників, вертикальні розміри яких пропорційні максимальним напругам на відповідних секціях, а горизонтальні – максимальним значенням струмів через них. Назвемо її вольтамперною діаграмою – скорочено ВАД. Вона, по-перше, ілюструє "внесок" окремих секцій у встановлену потужність АТ, а, по-друге, допоможе порівнювати різні варіанти ТКВС.

Перейдемо до варіанту ТКВС стабілізатора напруги з комутатором на виході АТ, тобто з К2 (нижній лівий сектор у таблиці). Тут максимальна напруга на основній вторинній обвитці U_{20}^* дорівнює максимальній напрузі навантаження – $U_{20 \max}^* = U_{2 \max}^* = 2\gamma / (\gamma + 1)$, а для максимальної напруги на j -тій відпайці (між точками j та 0) маємо

$$U_{j0 \max}^* = U_{20 \max}^* \cdot \gamma^{j-1} = \frac{2\gamma}{\gamma + 1} \gamma^{j-1} = 2\gamma^j / (\gamma + 1), \quad j = \overline{1, J}. \quad (25)$$

Максимальна напруга на j -тій регульовальній секції

$$U_{j0 \max}^* = 2\gamma^j (\gamma - 1) / (\gamma + 1), \quad j = \overline{1, (J-1)}. \quad (26)$$

У цій структурі при вибраному співвідношенні μ та ρ друга регульовальна секція поділена вхідною відпайкою a на дві частини – верхню та нижню, для яких відповідно

$$U_{a2 \max}^* = U_{1 \max}^* - U_{20 \max}^* = \mu \gamma^9 - 2\gamma^2 / (\gamma + 1) = 0,07837, \quad (27)$$

$$U_{3a \max}^* = U_{30 \max}^* - U_{1 \max}^* = 2\gamma^3 / (\gamma + 1) - \mu \gamma^9 = 0,01143. \quad (28)$$

Максимальний струм у всіх секціях між точками a та 9 дорівнює максимальному струму навантаження $I_{2 \max}^* = 2\gamma / (\gamma + 1)$, а струм у обвитці W_{20} такий самий, як і струм у обвитці W_{10} у попередньому випадку: $I_{20 \max}^* = 0,6257$. З умови незмінності максимального значення вхідної і вихідної потужностей у всіх режимах стабілізації знаходимо $I_{21 \max}^* = 0,9707$, $I_{a2 \max}^* = 0,8987$. Зрозуміло, що всі секції між точками 9 та a необхідно розраховувати на максимальний струм навантаження $I_{2 \max}^* = 1,0385$.

Таким чином, у цьому варіанті для встановленої потужності автотрансформатора маємо

$$P_{AT}^* = P_{CH2}^* = 0,5 \left[U_{20 \max}^* I_{20 \max}^* + \sum_{j=1}^{J-1} U_{j(j-1) \max}^* I_{j(j-1) \max}^* \right] = 0,7755. \quad (29)$$

Як бачимо, P_{CH2}^* більше ніж на 60% перевищує P_{CH1}^* , причому при інших параметрах поля стабілізації та кількості КЕ ситуація буде відрізнятися лише кількісно, а не якісно. Порівняння ВАД обох варіантів дозволяє наочно переконатися, що при однакових або близьких струмах у обвитках у другому варіанті значно підвищується максимальна (розрахункова) напруга на основній обвитці, яка є визначальною, і, внаслідок цього, зростають розрахункові напруги на всіх регульовальних секціях.

Це переконливо свідчить про доцільність використання у стабілізаторах напруги змінного струму ТКВС з комутатором на первинному боці автотрансформатора. (Зауважимо, що цей результат є передбачуваним [1], проте раніше він акцентовано не розглядався).

Перейдемо до регуляторів напруги. Припустимо, ми хочемо мати змогу змінювати її у тих самих межах, у яких змінювалась вхідна напруга вже розглянутих стабілізаторів, а саме $\mu = 0,6$, $\rho = 1,2$.

Задля конкретності будемо вважати, що максимальна потужність навантаження залишається на тому ж рівні – $P_{\max}^* = 1,0385^2 = 1,0785$. Оскільки максимальна вихідна напруга при заданому діапазоні, як було визначено раніше, знаходиться на рівні $\rho/(1+\delta) = 1,1555$, максимальний вихідний струм буде меншим, ніж у випадку стабілізації

$$I_{2\max}^* = P_{\max}^* / U_{2\max}^* = 1,0785 / 1,1555 = 0,9333. \quad (30)$$

Зі збільшенням j на одиницю вихідна напруга та вихідний струм зменшуються у γ разів, тобто вихідна (і вхідна) потужність зменшується у γ^2 разів. Оскільки $U_{1\max}^* = 1$, то у γ^2 разів зменшується і вхідний струм. Ці міркування справедливі для обох варіантів регулятора, що будуть розглянуті.

Почнемо з варіанта ТКВС регулятора з комутатором на вході автотрансформатора (верхній правий сектор таблиці).

Напруга основної частини вхідної обвитки (між точками 1 та 0) максимальна у режимі максимальної вихідної напруги і дорівнює номінальній вхідній напрузі, тобто $U_{10\max}^* = 1$, а максимальні розрахункові напруги на відпайках та на секціях обчислюються за формулами

$$U_{j0\max}^* = U_{10\max}^* \cdot \gamma^{j-1} = \gamma^{j-1}, \quad j = \overline{1, J}, \quad (31)$$

$$U_{cj\max}^* = U_{(j+1)0\max}^* - U_{j0\max}^* = \gamma^{j-1}(\gamma - 1), \quad j = \overline{1, (J-1)}. \quad (32)$$

Зазначимо, що друга регульовальна секція поділена відпайкою a у такому співвідношенні

$$U_{3a\max}^* = U_{30\max}^* - U_{a0\max}^* = \gamma^2 - \rho/(1+\delta) = 0,011, \quad (33)$$

$$U_{a2\max}^* = U_{a0\max}^* - U_{20\max}^* = \rho/(1+\delta) - \gamma = 0,0755. \quad (34)$$

Максимальна різниця між струмом навантаження та вхідним струмом, що визначає максимальний струм у основній частині первинної обвитки, припадає на останній дев'ятий режим: $I_{10\max}^* = 0,504 - 0,3145 = 0,1895$. Струм у секціях між точкою 1 та вихідною відпайкою a дорівнює максимальному вихідному струму за формулою (30), а струми у секціях між відпайкою a та точкою 9 визначаються вхідними струмами у відповідних режимах ($I_{3a\max}^* = 0,7925$; $I_{43\max}^* = 0,6794$; $I_{54\max}^* = 0,5824$; $I_{65\max}^* = 0,4993$; $I_{76\max}^* = 0,428$; $I_{87\max}^* = 0,3669$; $I_{98\max}^* = 0,3145$). Підставляючи отримані значення напруг і струмів окремих секцій обвитки у формулу (24), знаходимо розрахункове значення встановленої потужності автотрансформатора у ТКВС розглянутого варіанта регулятора

$$P_{AT}^* = P_{PH1}^* = 0,3057 \quad (35)$$

та будемо відповідну вольтамперну діаграму.

У ТКВС регулятора з комутатором на виході АТ (нижній правий сектор таблиці) максимальна напруга, що прикладається до основної частини вторинної обвитки (між точками 1 та 0), дорівнює

$$U_{10\max}^* = \frac{\mu}{1-\delta} = 0,624. \quad (36)$$

Максимальні напруги на відпайках та у секціях визначаються таким чином:

$$U_{j0\max}^* = U_{10\max}^* \gamma^{j-1} = 0,624 \gamma^{j-1}, \quad j = \overline{1, J}, \quad (37)$$

$$U_{cj\max}^* = 0,624 \gamma^{j-1} (\gamma - 1), \quad j = \overline{1, (J-1)}. \quad (38)$$

Тут вже передостання сьома секція поділена відпайкою a на дві частини

$$U_{8a\max}^* = U_{80\max}^* - U_{1\max}^* = 0,624 \gamma^7 - 1 = 0,0698, \quad (39)$$

$$U_{a7\max}^* = U_{1\max}^* - U_{70\max}^* = 1 - 0,624 \gamma^6 = 0,0095. \quad (40)$$

Щодо струмових навантажень, то у останній секції максимальний струм дорівнює максимальному струму навантаження (0,9334), у верхній (8а) частині сьомої секції він у γ разів менший (0,8641); струми у секціях між відпайкою a та точкою 1 визначаються вхідними струмами у відповідних режимах ($I_{a7\max}^* = 0,7925$; $I_{76\max}^* = 0,6794$; $I_{65\max}^* = 0,5824$; $I_{54\max}^* = 0,4993$; $I_{43\max}^* = 0,428$;

$I_{32\max}^* = 0,3669$; $I_{21\max}^* = 0,3145$), а струм у основній частині вихідної обвитки (між точками 1 та 0) має найбільше значення у останньому режимі – 0,1895.

Підставляючи отримані значення напруг і струмів секцій у формулу (29), знаходимо розрахункове значення встановленої потужності АТ у ТКВС цього варіанту регулятора

$$P_{AT}^* = P_{PH2}^* = 0,2239, \quad (41)$$

а також відповідну вольтамперну діаграму.

Порівняння двох розглянутих варіантів ТКВС регулятора напруги свідчить, що при комутаторі на виході досягається суттєве (у 1,36 рази) зменшення розрахункового значення встановленої потужності АТ. Аналіз ВАД підтверджує, що і тут причина вказаної різниці є наслідком значно менших напруг на регульовальних секціях в останньому варіанті, який і слід вважати найбільш прийнятним схемотехнічним рішенням ТКВС регуляторів напруги. Зауважимо, що цей висновок буде справедливим і у разі зміни діапазону регулювання або його зсуву відносно номінальної напруги.

Завершуючи розгляд ТКВС регуляторів напруги цього класу, слід додати, що регулювання можливе й при вихідній напрузі, відмінній від номінальної. Так, при $U_1^* = 0,95$ маємо "зсунутий униз" діапазон регулювання з межами 0,57 та 1,14, а при $U_1^* = 1,05$ – "зсунутий вгору" з межами 0,63 та 1,26.

Перед тим, як перейти до узагальнюючих висновків щодо визначення можливостей ТКВС стабілізаторів та регуляторів напруги, наголосимо, що на основі останніх можуть бути реалізовані стабілізатори змінного струму (СС), в яких його величина підтримуватиметься з тією ж відносною похибкою $\pm \delta$ при зміні опору навантаження за рахунок того, що кожного разу при зміні вихідного опору в γ разів система зворотнього зв'язку (за струмом) буде збільшувати у γ разів вихідну напругу. Таким чином залежність $I_2^* = f(R_2^*)$ буде мати також пилкоподібний характер (рис. 3).

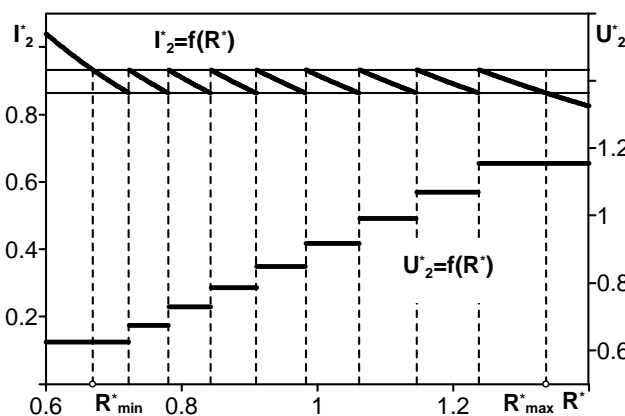


Рис. 3

Оскільки, як доведено вище, максимальне значення вихідного струму згідно з (30) $I_{2\max}^* = 0,9333$, то при мінімальній вхідній напрузі $U_{2\min}^* = 0,624$

$$R_{2\min}^* = U_{2\min}^* / I_{2\max}^* = 0,6686. \quad (42)$$

При $R_2^* = R_{2\min}^* \gamma = 0,7221$ знаходимо

$$I_{2\min}^* = U_{2\min}^* / R_{2\min}^* \gamma = I_{2\max}^* / \gamma = 0,8641. \quad (43)$$

Стабілізація струму продовжується до досягнення вихідним опором значення

$$R_{2\max}^* = U_{2\max}^* / I_{2\min}^* = 1,3372, \quad (44)$$

тобто діапазон припустимої зміни R_2 також дорівнює двом.

При побудові стабілізатора струму на основі ТКВС регулятора напруги слід враховувати наступне. ТКВС СС відрізняється значно більшим струмовим навантаженням (що прослідковується по відповідних ВАД, розмічених поряд з ВАД регуляторів напруги), й розрахункові значення встановленої потужності АТ тут будуть більшими: для ТКВС з К1 $P_{CC1}^* = 0,4925$ (проти $P_{PH1}^* = 0,3057$), для ТКВС з К2 $P_{CC2}^* = 0,3193$ (проти $P_{PH2}^* = 0,2239$). Тобто ТКВС СС (без збільшення струму в обвитках) повинен розраховуватися на максимальну вихідну потужність, значно меншу (в 1,6÷1,4 рази), ніж при регулюванні напруги змінного струму.

Слід наголосити, що запропонований стабілізатор не є джерелом струму таким, наприклад, як індуктивно-емнісний перетворювач [5]: у кожний момент – це джерело напруги, яке змінюється згідно з законом геометричної прогресії. Проте у певних випадках не дуже широкої зміни опору навантаження такий принцип підтримання струму у необхідних межах може виявитись прийнятним.

Висновки.

Виконані дослідження дозволяють сформулювати висновки у вигляді низки певних положень, що мають узагальнюючий характер.

По-перше, за допомогою будь-якої ТКВС можна, у принципі, здійснювати обидва різновиди єдиного функціонального перетворення величини напруги змінного струму – і стабілізацію, і регулювання.

По-друге, при побудові перетворювача напруги необхідно пам'ятати, що при використанні ТКВС необхідно дотримуватися принципу дуальності на всіх етапах – не тільки на етапах формулювання завдання та вибору системи керування, а й на етапах вибору топології ТКВС та її розрахунку.

По-третє, вибираючи топологію ТКВС, орієнтовану на конкретний різновид перетворення, необхідно, щоб регульовальні секції АТ розміщувались у тому колі, де відбувається основна зміна напруги. При цьому нерегульована частина обвитки розраховується на мінімально можливу у цьому колі напругу, а її збільшення до максимального значення адекватно супроводжуються підключенням регульованих секцій, завдяки чому магнітна індукція в осерді електромагнітного елемента залишається практично незмінною (з відповідною похибкою $\pm\delta$). Інше рішення призводить до зміни індукції у широких межах, виткової надлишковості обвиток АТ і, внаслідок цього, до зростання розрахункового значення його встановленої потужності. Виходячи з цих позицій, рекомендується у ТКВС стабілізаторів напруги розміщувати комутатор виключно у вхідному колі, а у ТКВС регуляторів напруги – виключно на виході структури.

По-четверте, ТКВС, орієнтована на стабілізацію напруги, може при зміні місць підключення мережі та споживача реалізувати процес регулювання напруги (і навпаки), що свідчить про принципову оберненість цих структур.

По-п'яте, пріоритетна функція ТКВС (регулювання чи стабілізація) визначає її певні (притамані тільки їй) особливості, внаслідок чого задекларована вище принципова оберненість практично не є повною – при використанні ТКВС стабілізатора напруги для регулювання обвитки АТ будуть недозавантажені по струму, тобто АТ буде мати зайву непотрібну масу; у протилежному випадку стабілізатор потрібно буде використовувати для живлення споживачів меншої потужності.

По-шосте, все це справедливо й у разі, коли у ТКВС використовується не автотрансформатор, а силовий трансформатор, одна обвитка якого секціонована.

По-сьоме, всі ці міркування можна перенести на більш складні ТКВС, зокрема структури з кількома електромагнітними елементами, з винесенням ключових елементів з кіл силового струму.

1. Липківський К.О., Можаровський А.Г., Халіков В.А. Порівняльна оцінка трансформуючих елементів дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. Тем. випуск "Силова електроніка та енергоефективність." – 2003. – Ч.4. – С. 29–32.
2. Липківський К.О. Порівняльна оцінка основних варіантів побудови розрахункових характеристик виконавчих структур дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. – 2005. – №5. – С. 28–31.
3. Липковський К.А., Можаровський А.Г. Модернизация закона выбора коэффициентов передачи трансформаторно-ключевой исполнительной структуры дискретного стабилизатора напряжения переменного тока // Техн. електродинаміка. Тем. випуск "Силовая електроніка та енергоефективність". – 2005. – Ч.1. – С. 69–72.
4. Липковський К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователей переменного напряжения. – К.: Наукова думка, 1983. – 216 с.
5. Милях А.Н., Волков И.В. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей. – К.: Наукова думка, 1974. – 216 с.
6. Шидловський А.К., Липківський К.О. Розвиток досліджень по перетворенню та стабілізації параметрів електромагнітної енергії в Інституті електродинаміки НАН України // Техн. електродинаміка. – 2007. – №3. – С. 11–26.
7. Bimal K.Bose. Power Electronics – Why the Field is so Exciting // IEEE Power Electronics Society Newsletter/ Fourth Quarter –2007/ volume 19, November 4. – Pp. 11–20.

Надійшла 23.04.2010

А.В.Волков, докт.техн.наук (Запорожская государственная инженерная академия), **И.А.Косенко** (Запорожский национальный технический университет)

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОГНОЗИРУЮЩЕГО РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АКТИВНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ ТОКА В АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ С АВТОНОМНЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА

На основе проведенного анализа электромагнитных процессов в активном выпрямителе тока (АВТ), питающем асинхронный электропривод с автономным инвертором тока, усовершенствован способ прогнозирующего релейно-векторного управления АВТ. Для предложенного управления с использованием имитационного моделирования дана количественная оценка достигаемых электромеханических процессов указанного электропривода и его электромагнитной совместимости с питающей сетью.

На основі проведеного аналізу електромагнітних процесів у активному випрямлячі струму (АВС), що живить асинхронний електропривод з автономним інвертором струму, удосконалено спосіб прогнозуючого релейно-векторного керування АВС. Для запропонованого керування з використанням імітаційного моделювання дана кількісна оцінка електромеханічних процесів, які досягаються в зазначеному електроприводі та його електромагнітної сумісності з мережею живлення.

С учетом промышленного освоения фирмой Rockwell Automation выпуска частотно-регулируемых асинхронных электроприводов (АЭП) на основе автономного инвертора тока (АИТ) на запираемых тиристорах [4], успешно конкурирующих с АЭП на основе автономного инвертора напряжения с широтно-импульсной модуляцией в диапазоне напряжений от 2400 до 6600 В, в зарубежной научно-технической литературе уделяется повышенное внимание управлению активным выпрямителем тока (АВТ), входящим в состав АЭП с АИТ [10]. Это обусловлено важным назначением АВТ – обеспечением улучшенных регулировочных свойств АЭП с АИТ и электромагнитной совместимости (ЭМС) указанного электропривода с питающей сетью.

В ряде известных публикаций, посвященных управлению АВТ, используются способы широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с явно выраженными модуляторами или выборочным исключением гармоник либо векторной ШИМ [3,6,10,11], которым присуща повышенная техническая сложность реализации, связанная с существенным усложнением системы регулирования за счет введения демпфирующих связей по производным сетевых токов для устранения колебаний, вызванных высокой добротностью сетевого фильтра [9]. Технически более простыми и более быстродействующими являются системы с прогнозирующим релейно-векторным (ПРВ) управлением АВТ [7,8]. Однако последнему виду управления при этом присущи увеличенное количество используемых датчиков (сетевых напряжения и тока, входного напряжения и выходного тока АВТ), громоздкость вычислений при определении текущих комбинаций силовых ключей АВТ и зависимость этих вычислений от параметров (активных сопротивлений, индуктивностей и емкостей) элементов силовой цепи, некоторые из которых могут изменяться в процессе работы АЭП и влиять на качество регулирования сетевых токов и коэффициента мощности данного АЭП. При этом во всех известных публикациях остаются недостаточно исследованными качественные показатели ЭМС (значения сетевого коэффициента мощности и общего коэффициента гармоник сетевого тока) АЭП на основе АИТ с питающей сетью, достигаемые посредством АВТ.

Целью данной статьи является совершенствование в части упрощения, повышения быстродействия и точности ПРВ управления АВТ для асинхронного электропривода с АИТ на запираемых тиристорах и количественная оценка электромеханических процессов данного АЭП и его электромагнитной совместимости (сетевого коэффициента мощности и общего коэффициента гармоник сетевого тока) с питающей сетью.

Задача управления АВТ состоит в выборе текущей комбинации m его силовых ключей, обеспечивающей быстродействующее и точное регулирование на заданном уровне I_d^* входного тока I_d

инвертора $I_d^* \approx I_d$ при одновременном поддержании значения сетевого коэффициента мощности K_M АВТ, близким к единице $K_M \approx 1$.

На первом этапе исследуем стационарные электромагнитные процессы, протекающие в сетевом фильтре и АВТ. На рис. 1, а показана функциональная схема АЭП на основе АИТ, силовая часть которого содержит: АВТ, выполненный на запираемых тиристорах V1–V6; сглаживающий дроссель L_d ; АИТ, выполненный на запираемых тиристорах V7–V12; сетевой фильтр СФ, состоящий из реакторов L_ϕ , конденсаторов C_K и резисторов R_K , где последние служат для демпфирования высокочастотных составляющих тока; конденсаторы C_{II} ; асинхронный двигатель АД. В схеме на рис. 1, а приняты следующие обозначения: $U_{\phi a}$, $U_{\phi b}$ и $U_{\phi c}$ – сетевые фазные напряжения питающей сети; $I_{\phi a}$, $I_{\phi b}$ и $I_{\phi c}$ – сетевые фазные токи; I_{na} , I_{nb} , I_{nc} и U_{na} , U_{nb} , U_{nc} – входные фазные соответственно токи и напряжения АВТ; I_{ka} , I_{kb} и I_{kc} – токи трех конденсаторов C_K фильтра СФ. Показанные в схеме на рис. 1, а резисторы R_ϕ и R_d учитывают соответственно активные сопротивления реакторов сетевого фильтра СФ и сглаживающего дросселя L_d .

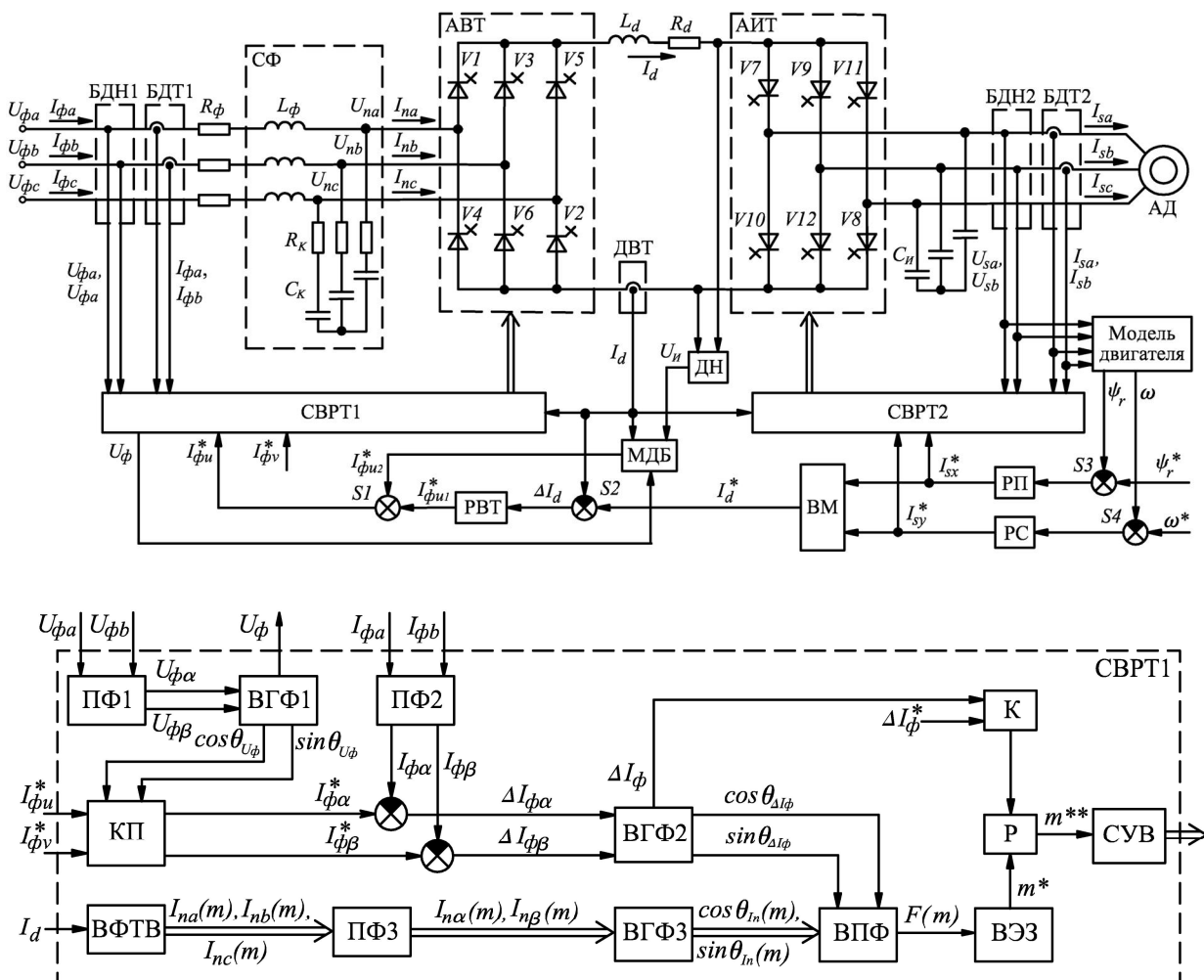


Рис. 1, а, б

Математическая модель АВТ, использующая его идеализированное представление, при котором пренебрегают динамическим запаздыванием силовых ключей и полагают сопротивления этих

ключей равными нулю – в открытом состоянии или бесконечности – в закрытом состоянии, описывается в обобщенных векторах зависимостями

$$\begin{aligned} \bar{U}_\phi &= R_\phi \bar{I}_\phi + L_\phi \frac{d\bar{I}_\phi}{dt} + \bar{U}_n, & \bar{I}_\phi &= \bar{I}_n + C \frac{d}{dt} \left[\bar{U}_n - R_K \bar{I}_\phi + R_K \bar{I}_n \right], \\ U_d &= R_d I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + U_{II}, \end{aligned} \quad (1)$$

где используются следующие обозначения: \bar{U}_ϕ , \bar{I}_ϕ – обобщенные векторы сетевых напряжения и тока; \bar{U}_n и \bar{I}_n – векторы соответственно входных напряжения и тока АВТ; U_d , I_d и U_{II} – напряжение и ток на выходе АВТ, напряжение на входе АИТ соответственно. При этом обобщенный вектор \bar{I}_n и выходное напряжение U_d АВТ определяются из соотношений

$$\bar{I}_n = \bar{\Phi}_T \cdot I_d, \quad U_d = \frac{3}{2} \operatorname{Re} \left[\hat{\bar{\Phi}}_T \cdot \bar{U}_n \right], \quad (2)$$

где Re – математическая операция выделения действительной части комплексного числа, а $\bar{\Phi}_T$ и $\hat{\bar{\Phi}}_T$ – соответственно вектор коммутационной функции и ему сопряженный вектор, рассчитываемые из следующих зависимостей

$$\bar{\Phi}_T = \frac{2}{3} \left[\Phi_a + \bar{a} \Phi_b + (\bar{a})^2 \Phi_c \right], \quad \hat{\bar{\Phi}}_T = \frac{2}{3} \left[\Phi_a + (\bar{a})^2 \Phi_b + \bar{a} \Phi_c \right] \quad (3)$$

через фазные коммутационные функции Φ_a , Φ_b и Φ_c , которые принимают одно из трех допустимых значений: -1 , 0 или 1 в зависимости от текущей выбранной комбинации открытых силовых ключей АВТ, и поворотный множитель $\bar{a} = e^{j2\pi/3}$, в котором: e – основание экспоненты, а $j = \sqrt{-1}$ – мнимая единица.

Обратим внимание на следующее. Во-первых, на протяжении одного конкретного межкоммутационного интервала (МИ) система уравнений (3) становится линейной (поскольку на данном МИ является неизменным значение вектора $\bar{\Phi}_T = \bar{\Phi}_T(0) = \text{const}$ коммутационной функции АВТ, где $\bar{\Phi}_T(0)$ – значение вектора коммутационной функции АВТ на рассматриваемом МИ). Во-вторых, с учетом на практике высокой частоты переключения силовых ключей АВТ и значительной индуктивности дросселя L_d ток I_d в звене постоянного тока на протяжении текущего произвольного МИ силовых ключей АВТ в стационарном режиме работы АЭП с АИТ можно считать неизменным ($I_d = \text{const}$). В-третьих, с учетом предыдущих допущений становится неизменным на протяжении рассматриваемого МИ обобщенный вектор входного тока АВТ ($\bar{I}_n = \text{const}$). При этом под межкоммутационным интервалом будем понимать интервал времени между соседними коммутациями силовых ключей АВТ.

С учетом отмеченной линеаризации (в пределах текущего МИ) системы (1) и принятого допущения о постоянстве тока I_d приведем два первых уравнения из системы (1) к операторному виду

$$\begin{aligned} \bar{U}_n(p) &= \bar{U}_\phi(p) - \bar{I}_\phi(p) \left[pL_\phi + R_\phi \right] + L_\phi \bar{I}_\phi(0), \\ \bar{U}_n(p) &= \left[\bar{I}_\phi(p) - \frac{\bar{I}_n(0)}{p} \right] \cdot \left[\frac{1}{Cp} + R_K \right] + \frac{\bar{U}_K(0)}{p}, \end{aligned} \quad (4)$$

где $\bar{U}_\phi(p)$, $\bar{I}_\phi(p)$ и $\bar{U}_n(p)$ – операторные изображения соответственно векторов $\bar{U}_\phi(t)$, $\bar{I}_\phi(t)$ и $\bar{U}_n(t)$, а $\bar{I}_\phi(0)$, $\bar{I}_n(0)$ и $\bar{U}_K(0)$ – начальные значения (на рассматриваемом МИ при времени $t=0$) соответственно векторов $\bar{I}_\phi(t)$, $\bar{I}_n(t)$ и обобщенного вектора $\bar{U}_K(t)$ напряжения на конденсаторах C_K .

При этом значения векторов $\bar{I}_n(0)$ и $\bar{U}_K(0)$ рассчитываются по формулам

$$\bar{I}_n(0) = \bar{\Phi}_T(0) \cdot I_d, \quad \bar{U}_K(0) = \bar{U}_n(0) - R_K \left[\bar{I}_\phi(0) - \bar{I}_n(0) \right], \quad (5)$$

где $\bar{U}_n(0)$ – начальное значение вектора $\bar{U}_n(t)$ на рассматриваемом МИ при времени $t=0$.

При допущении о синусоидальности и симметрии сетевых фазных напряжений, что достаточно близко выполняется на практике, с применением метода операторного изображения, использование которого для анализа стационарных электромагнитных процессов в линейных трехфазных цепях с R, L, C – элементами подробно рассмотрено в [2,5], получим решение системы уравнений (6) относительно обобщенного вектора сетевого тока

$$\bar{I}_\phi(t) = \bar{I}_1(t) + \bar{I}_2(t) + \bar{I}_3(t) + \bar{I}_4(t), \quad (6)$$

в котором составляющие $\bar{I}_1(t), \bar{I}_2(t), \bar{I}_3(t)$ и $\bar{I}_4(t)$ рассчитываются из соотношений

$$\begin{aligned} \bar{I}_1(t) &= \bar{I}_n(0) \left\{ 1 + \frac{j e^{-t/2T_\phi}}{4T_\phi \omega_0} \left[e^{j\omega_0 t} \left(1 + j2T_\phi \omega_0 - \frac{2T_\phi R_K}{L_\phi} \right) - e^{-j\omega_0 t} \left(1 - j2T_\phi \omega_0 - \frac{2T_\phi R_K}{L_\phi} \right) \right] \right\}, \\ \bar{I}_2(t) &= \bar{I}_\phi(0) \frac{j e^{-t/2T_\phi}}{4T_\phi \omega_0} \left[e^{j\omega_0 t} (1 - j2T_\phi \omega_0) - e^{-j\omega_0 t} (1 + j2T_\phi \omega_0) \right], \\ \bar{I}_3(t) &= j \bar{U}_n(0) e^{-t/2T_\phi} \cdot \frac{e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}}{2L_\phi \omega_0}, \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \bar{I}_4(t) &= \bar{U}_\phi(0) \left\{ \frac{1}{4L_\phi \omega_0 (j(1 - L_\phi C_K \omega_1^2) - R_\Sigma C_K \omega_1)} \left[e^{-t(1/2T_\phi + j\omega_0)} \cdot (e^{j2\omega_0 t} (2L_\phi C_K \omega_0 \omega_1 + 2 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + jR_\Sigma C_K \omega_1) + 2L_\phi C_K \omega_0 \omega_1 - 2 - jR_\Sigma C_K \omega_1) - 4e^{j\omega_1 t} L_\phi C_K \omega_0 \omega_1 \right] \right\}. \end{aligned}$$

В соотношениях (7) собственная частота колебаний ω_0 , электромагнитная постоянная времени T_ϕ и суммарное активное сопротивление R_Σ находятся из зависимостей

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_\phi C_K} - \frac{1}{4T_\phi^2}}, \quad T_\phi = L_\phi / R_\Sigma, \quad R_\Sigma = R_\phi + R_K. \quad (8)$$

Основываясь на соотношениях (7), проведены расчеты обобщенных векторов сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ и его составляющих $\bar{I}_1(t), \bar{I}_2(t), \bar{I}_3(t), \bar{I}_4(t)$ через проекции этих векторов на вещественную " α " и мнимую " β " оси неподвижной ортогональной координатной системы (ОКС) " $\alpha - \beta$ ", связанной вещественной осью с геометрической осью обмотки фазы " a " силового трансформатора. При этом начальные для момента времени $t=0$ значения обобщенных векторов сетевого тока $\bar{I}_\phi(0)$ и напряжения $\bar{U}_\phi(0)$, входных напряжения $\bar{U}_n(0)$ и тока $\bar{I}_n(0)$ АВТ были предварительно определены в результате расчета электромагнитных процессов на цифровой имитационной модели рассматриваемого АЭП с АИТ. Согласно данному расчету, осуществленному для стационарного режима работы рассматриваемого АЭП при номинальных значениях скорости и нагрузки двигателя на межкоммутационном интервале $(0, t_1)$ длительностью 50 мкс, построены годографы движения рассчитанных обобщенных векторов сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ и его составляющих $\bar{I}_1(t), \bar{I}_2(t), \bar{I}_3(t), \bar{I}_4(t)$, которые показаны на рис. 2.

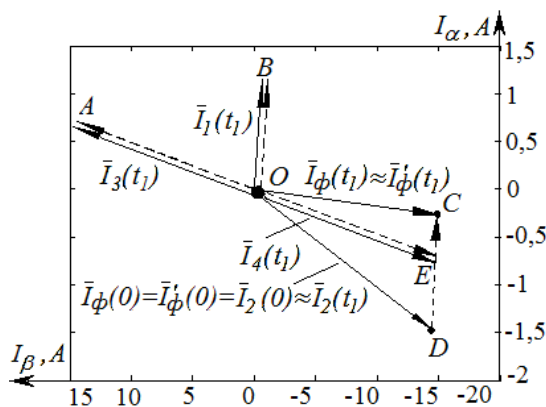


Рис. 2

На данном рисунке начальные значения (при $t=0$) обобщенных векторов $\bar{I}_\phi(0)$ и $\bar{I}_2(0)$ тока равны между собой и показаны сплошной линией в виде отрезка OD , а начальные значения составляющих векторов тока $\bar{I}_1(0)$, $\bar{I}_3(0)$ и $\bar{I}_4(0)$, равные нулю, показаны точкой O . Конечные значения (при $t=t_1$) на рассматриваемом межкоммутационном интервале упомянутых обобщенных векторов показаны на рис. 2 сплошной линией в виде отрезков: OB – для $\bar{I}_1(t_1)$; OD – для $\bar{I}_2(t_1)$; OA – для $\bar{I}_3(t_1)$; OE – для $\bar{I}_4(t_1)$; OC – для $\bar{I}_\phi(t_1)$. На этом же рисунке пунктирной линией показаны рассчитанные годографы движения указанных обобщенных векторов на рассматриваемом межкоммутационном интервале в виде кривых: DC – для $\bar{I}_\phi(t)$; OB – для $\bar{I}_1(t)$; OA – для $\bar{I}_3(t)$; OE – для $\bar{I}_4(t)$. Следует отметить, что векторы тока $\bar{I}_2(0)$ и $\bar{I}_2(t_1)$ практически совпадают между собой с относительным отклонением менее 5 %, вследствие чего годограф вектора $\bar{I}_2(t)$ очень мал и не показан на рис. 2. Также для сравнения был рассчитан на созданной имитационной модели АЭП с АИТ уточненный годограф движения обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}'_\phi(t)$ из начального положения $\bar{I}'_\phi(0) = \bar{I}_\phi(0) = OD$ в конечное состояние $\bar{I}'_\phi(t_1) \approx \bar{I}_\phi(t_1) = OC$, совпадающий с относительным отклонением менее 1 % с годографом обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$, вычисленным из второй зависимости в (1) с учетом (7).

Следует отметить, что годограф суммы обобщенных векторов $\bar{I}_2(t)$, $\bar{I}_3(t)$ и $\bar{I}_4(t)$ на протяжении рассматриваемого МИ силовых ключей АВТ практически не изменялся, то есть указанные векторы взаимно компенсировали друг друга, фактически не оказывая влияния на изменение обобщенного вектора $\bar{I}_\phi(t)$ сетевого тока. Таким образом, направление изменения приращения $\Delta\bar{I}_\phi(t) = \bar{I}_\phi(t) - \bar{I}_\phi(0)$ обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ определяется лишь его первой составляющей $\bar{I}_1(t)$, зависящей от обобщенного вектора входного тока $\bar{I}_n(0)$ выпрямителя. Это позволяет осуществить новый способ прогнозирования направления приращения $\Delta\bar{I}_\phi(t)$ обобщенного вектора сетевого тока $\bar{I}_\phi(t)$ на текущем МИ, а именно – по направлению текущего обобщенного вектора входного тока $\bar{I}_n(t)$ АВТ.

На *втором этапе* с учетом предложенного нового способа прогнозирования при релейно-векторном управлении разработана система векторного регулирования тока СВРТ1 для активного выпрямителя тока, показанная на рис. 1, б и входящая в состав системы автоматического управления (САУ) рассматриваемым АЭП с АИТ в схеме на рис. 1, а. Данная САУ содержит также в своем составе систему векторного регулирования тока СВРТ2, служащую для управления АИТ; регуляторы выпрямленного тока РВТ, потокосцепления РП и скорости РС двигателя; вычислитель модуля ВМ; модель двигателя; множително-делительный блок МДБ; датчик входного напряжения ДН инвертора; датчик выпрямленного тока ДВТ; блоки датчиков напряжения БДН1, БДН2 и тока БДТ1, БДТ2; сумматоры S1–S4.

Представленная на рис. 1, а САУ выполнена в соответствии с принципами подчиненного регулирования и функционирует следующим образом. Исходя из отклонений между заданными Ψ_r^* , ω^* и фактическими Ψ_r , ω значениями модуля потокосцепления ротора и скорости двигателя, вычисляются на выходах регуляторов РП и РС сигналы задания соответственно намагничивающей I_{sx}^* и активной I_{sy}^* проекций обобщенного вектора статорного тока \bar{I}_s^* двигателя на оси абсцисс "x" и

ординат "у" вращающейся ортогональной координатной системы "x – y", ориентированной осью абсцисс "x" по обобщенному вектору потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ двигателя. Системой регулирования статорных токов СВРТ2, подробно рассмотренной в [1], вычисляется очередная комбинация открытых и закрытых тиристоров АИТ, которая позволяет быстро обрабатывать упомянутые заданные проекции I_{sx}^* и I_{sy}^* обобщенного вектора статорного тока \bar{I}_s^* .

При этом через заданные значения намагничивающей I_{sx}^* и активной I_{sy}^* проекций вектора статорного тока \bar{I}_s^* на выходе вычислителя ВМ согласно зависимости

$$I_d^* = \sqrt{(I_{sx}^*)^2 + (I_{sy}^*)^2} \quad (9)$$

рассчитывается задание на выходной ток I_d^* выпрямителя для регулятора РВТ.

Посредством сумматора S1 заданное значение $I_{\phi u}^*$ активной проекции обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ^* на ось абсцисс "u" вращающейся ОКС "u – v" (ориентированной осью абсцисс "u" по обобщенному вектору сетевого напряжения \bar{U}_ϕ) вычисляется в виде суммы двух слагаемых из следующего соотношения:

$$I_{\phi u}^* = I_{\phi u1}^* + I_{\phi u2}^* \quad (10)$$

Первое слагаемое задается с выхода регулятора РВТ, а второе – вычисляется множителем-делителем блоком МДБ из зависимости

$$I_{\phi u2}^* = \frac{2}{3U_\phi} U_{II} I_d \quad (11)$$

Последняя зависимость получена, исходя из упрощенного соотношения для баланса активных мощностей на входе и выходе активного выпрямителя с учетом пренебрежения активными потерями мощности на сопротивлении R_d , элементах сетевого фильтра СФ и активном выпрямителе АВТ, которые на практике оказываются достаточно малы,

$$\frac{3}{2} U_\phi I_{\phi u2} \approx U_{II} I_d \quad (12)$$

где U_{II} – входное напряжение АИТ; U_ϕ – модуль обобщенного вектора сетевого напряжения; $I_{\phi u2}$ – составляющая проекции $I_{\phi u}$ обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ на ось абсцисс "u" ОКС "u – v", вызванная при текущем значении тока I_d непосредственно влиянием только входного напряжения U_{II} инвертора.

В результате такого формирования задания активной проекции $I_{\phi u}^*$ обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ^* практически не возникает отклонения ΔI_d на выходе сумматора S2 между заданным I_d^* и фактическим I_d значениями выходного тока АВТ при возмущении по входному напряжению U_{II} инвертора, которое вызывается в АЭП с АИТ изменением значений электромагнитного момента или скорости АД. Этим обеспечиваются повышение быстродействия обработки и уменьшение пере-регулирования выходного тока активного выпрямителя.

Следует отметить, что формирование сигнала задания реактивной проекции $I_{\phi v}^*$ обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_ϕ^* равным нулю позволяет поддерживать практически идеальный активный характер сетевого тока, а не равным нулю – обеспечивает компенсацию посредством АВТ реактивной мощности соседних электропотребителей.

Система векторного регулирования СВРТ1, воздействуя на силовые ключи АВТ, формирует близкие по форме к синусоидальным сетевые фазные токи

$$I_{\phi a} \approx I_{\phi}^* \cos \theta_{U\phi}, \quad I_{\phi b} \approx I_{\phi}^* \cos(\theta_{U\phi} - 2\pi/3), \quad I_{\phi c} \approx I_{\phi}^* \cos(\theta_{U\phi} + 2\pi/3), \quad (13)$$

которые обеспечивают, в свою очередь, создание в рассматриваемом АЭП текущих значений выходного тока выпрямителя I_d и реактивной проекции сетевого тока $I_{\phi v}$, равных их заданным значениям: $I_d \approx I_d^*$ и $I_{\phi v} \approx I_{\phi v}^*$. В зависимостях (13) используются обозначения: $\theta_{U\phi}$ и I_{ϕ}^* – соответственно аргумент обобщенного вектора сетевого напряжения \bar{U}_{ϕ} и заданное значение модуля обобщенного вектора сетевого тока, вычисляемое в виде

$$I_{\phi}^* = \sqrt{(I_{\phi u}^*)^2 + (I_{\phi v}^*)^2}. \quad (14)$$

Показанная на рис. 1, б функциональная схема СВРТ1 содержит преобразователи фаз ПФ1, ПФ2 и ПФ3; координатный преобразователь КП; вычислитель фазных токов выпрямителя ВФТВ; вычислители гармонических функций ВГФ1, ВГФ2 и ВГФ3; вычислитель прогнозирующего функционала ВПФ; вычислитель экстремального значения ВЭЗ; компаратор К; регистр Р; систему управления активным выпрямителем тока СУВ. В системе СВРТ1 реализован предложенный новый способ ПРВ управления АВТ, который осуществляется следующим образом. Через два контролируемых фазных сетевых напряжения $U_{\phi a}$ и $U_{\phi b}$ вычисляются на выходе преобразователя фаз ПФ1 проекции $U_{\phi\alpha}$ и $U_{\phi\beta}$ обобщенного вектора сетевого напряжения \bar{U}_{ϕ} на оси неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ " [5]

$$U_{\phi\alpha} = U_{\phi a}, \quad U_{\phi\beta} = (U_{\phi a} + 2U_{\phi b})/\sqrt{3}, \quad (15)$$

через которые посредством вычислителя ВГФ1 определяются функции от аргумента $\theta_{U\phi}$ этого вектора

$$\cos \theta_{U\phi} = U_{\phi\alpha} / U_{\phi}, \quad \sin \theta_{U\phi} = U_{\phi\beta} / U_{\phi}, \quad U_{\phi} = \sqrt{(U_{\phi\alpha})^2 + (U_{\phi\beta})^2}. \quad (16)$$

Через полученные гармонические функции $\cos \theta_{U\phi}$ и $\sin \theta_{U\phi}$ и заданные значения активной $I_{\phi u}^*$ и реактивной $I_{\phi v}^*$ проекций обобщенного вектора сетевого тока \bar{I}_{ϕ}^* в координатном преобразователе КП рассчитываются в неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ " заданные проекции $I_{\phi\alpha}^*$, $I_{\phi\beta}^*$ указанного обобщенного вектора сетевого тока [5].

В вычислителе ВГФ2 рассчитываются функции $\cos \theta_{\Delta I\phi}$ и $\sin \theta_{\Delta I\phi}$ от аргумента $\theta_{\Delta I\phi}$ обобщенного вектора отклонения сетевого тока $\Delta \bar{I}_{\phi} = \bar{I}_{\phi}^* - \bar{I}_{\phi}$

$$\cos \theta_{\Delta I\phi} = \Delta I_{\phi\alpha} / \Delta I_{\phi}, \quad \sin \theta_{\Delta I\phi} = \Delta I_{\phi\beta} / \Delta I_{\phi}, \quad \Delta I_{\phi} = \sqrt{(\Delta I_{\phi\alpha})^2 + (\Delta I_{\phi\beta})^2} \quad (17)$$

через проекции $\Delta I_{\phi\alpha}$ и $\Delta I_{\phi\beta}$ данного вектора на оси неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ ".

В табл. 1 приведены все возможные рабочие комбинации ($m=1,2..6$) силовых ключей АВТ и соответствующие им фазные значения входных токов выпрямителя. Через фактическое значение выходного тока I_d выпрямителя в блоке ВФТВ определяются согласно табл. 1, в которой открытые тиристоры показаны знаком "*", для всех возможных комбинаций открытых и закрытых тиристоров VI–V6 АВТ его прогнозируемые значения входных фазных токов $I_{na}(m)$, $I_{nb}(m)$ и $I_{nc}(m)$. Через последние, в свою очередь, посредством преобразователя фаз ПФ3 вычисляются проекции $I_{n\alpha}(m)$ и $I_{n\beta}(m)$ прогнозируемых обобщенных векторов входного тока $\bar{I}_n(m)$ АВТ на оси неподвижной ОКС " $\alpha - \beta$ ". По данным проекциям в вычислителе ВГФ3 рассчитываются гармонические функции $\cos \theta_{I_n}(m)$ и $\sin \theta_{I_n}(m)$ от аргумента $\theta_{I_n}(m)$ прогнозируемых обобщенных векторов входного тока $\bar{I}_n(m)$ выпрямителя

$$\cos \theta_{I_n}(m) = I_{n\alpha}(m) / I_n(m), \quad \sin \theta_{I_n}(m) = I_{n\beta}(m) / I_n(m), \quad I_n(m) = \sqrt{I_{n\alpha}^2(m) + I_{n\beta}^2(m)}. \quad (18)$$

С помощью вычислителя ВПФ через его входные сигналы, равные тригонометрическим функциям $\cos\theta_{\Delta I\phi}$, $\sin\theta_{\Delta I\phi}$ и $\cos\theta_{I_n}(m)$, $\sin\theta_{I_n}(m)$, вычисляется прогнозирующий функционал $F(m)$ согласно зависимости

$$F(m) = [\cos\theta_{\Delta I\phi}][\cos\theta_{I_n}(m)] + [\sin\theta_{\Delta I\phi}][\sin\theta_{I_n}(m)] = \cos[\theta_{\Delta I\phi} - \theta_{I_n}(m)]. \quad (19)$$

Таблица 1

Номер комбинац. m	Открытые тиристоры АВТ						Входные токи АВТ		
	V1	V2	V3	V4	V5	V6	I_{na}	I_{nb}	I_{nc}
1	*	*					$+I_d$	0	$-I_d$
2		*	*				0	$+I_d$	$-I_d$
3			*	*			$-I_d$	$+I_d$	0
4				*	*		$-I_d$	0	$+I_d$
5					*	*	0	$-I_d$	$+I_d$
6	*					*	$+I_d$	$-I_d$	0

Посредством вычислителя ВЭЗ определяется экстремальное (максимальное) значение прогнозирующего функционала $F(m^*) = \max$ и соответствующая ему комбинация m^* открытых тиристоров АВТ. Выбранная комбинация m^* определяет в соответствии с табл. 1 открытые тиристоры АВТ, на которые поступают соответствующие отпирающие импульсы от системы СУВ, и обеспечивает наилучшее совпадение между собой по направлению векторов $\Delta\bar{I}_\phi$ и $\bar{I}_n(m^*)$, что позволяет быстродействующим образом отрабатывать возникающие рассогласования между соответственно заданными $I_{\phi\alpha}^*$, $I_{\phi\beta}^*$ и фактическими $I_{\phi\alpha}$, $I_{\phi\beta}$ проекциями обобщенных векторов \bar{I}_ϕ^* и \bar{I}_ϕ сетевого тока.

Для ограничения частоты переключения запираемых тиристоров АВТ служат компаратор К и регистр Р. С помощью компаратора К сравнивается заданное значение уставки ΔI_ϕ^* с фактическим модулем ΔI_ϕ обобщенного вектора рассогласования сетевого тока $\Delta\bar{I}_\phi$, определяемым вычислителем ВГФ2 согласно последнему соотношению из (17).

Если фактическое значение модуля ΔI_ϕ обобщенного вектора рассогласования сетевого тока $\Delta\bar{I}_\phi$ меньше уставки ΔI_ϕ^* , то регистр Р сохраняет неизменной и соответствующей предыдущему моменту времени комбинацию m^{**} открытых тиристоров АВТ

$$m = m^{**} = \text{const} \quad \text{при } \Delta I_\phi \geq \Delta I_\phi^*; \quad (20)$$

если значение ΔI_ϕ превысило уставку ΔI_ϕ^* , то заданное значение комбинации m открытых тиристоров АВТ изменяется на новое m^* , определяемое на выходе вычислителя ВЭЗ

$$m = m^* \quad \text{при } \Delta I_\phi < \Delta I_\phi^*. \quad (21)$$

На *третьем этапе* для рассмотренной функциональной схемы (рис. 1, а) была создана цифровая имитационная модель АЭП с АИТ со следующими параметрами силовой цепи: $R_\phi = 0,01$ Ом, $R_K = 1$ Ом, $R_d = 0,2$ Ом, $L_\phi = 0,001$ Гн, $C_K = 50$ мкФ, $L_d = 0,15$ Гн, $C_H = 50$ мкФ. В данной модели используется общепринятое идеализированное представление АД [5] и учитывается фактическая несинусоидальная форма входных и выходных напряжений (токов) АВТ и АИТ, а также принимается во внимание дискретность работы их силовых ключей. При расчетах на имитационной модели АЭП с АИТ частота дискретизации вычислений в системе автоматического управления составляла 10 мкс, а для двигателя и силовой схемы АЭП шаг расчетов был задан переменным, но не более 1 мкс. Сетевые фазные напряжения $U_{\phi a}$, $U_{\phi b}$ и $U_{\phi c}$ задавались синусоидальными и симметричными (частотой 50 Гц и действующими значениями, равными 220 В).

Посредством данной имитационной модели были рассчитаны для двигателя 4A132S6У3 мощностью 5,5 кВт стационарные электромагнитные и переходные электрохимические процессы. В частности, на рис. 3 показаны электрохимические переходные процессы АЭП с АИТ в режимах начального насыщения магнитной цепи, разгона до номинальной скорости ω_n , наброса положительной и отрицательной полярности номинального значения M_n момента нагрузки M_c , сброса нагрузки, реверса и торможения (до полной остановки), а на рис. 4 – стационарные электромагнитные процессы при номинальной скорости и разных значениях момента M_c нагрузки (а – для $M_c = M_n$, б – для $M_c = -M_n$).

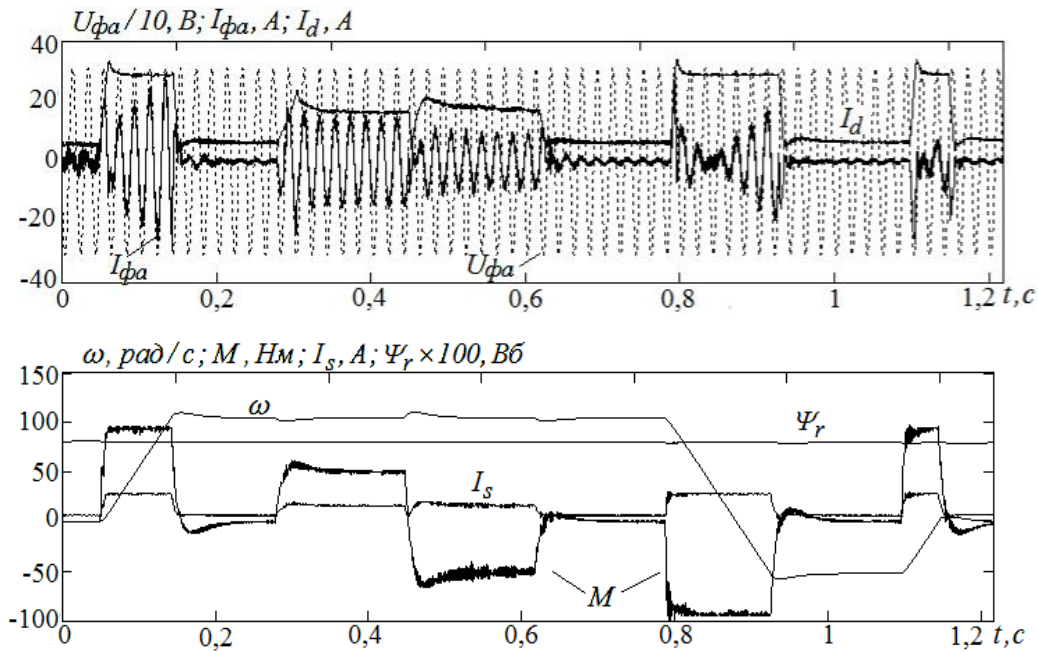


Рис. 3, а, б

В табл. 2 приведены рассчитанные для указанных стационарных режимов основные показатели ЭМС рассматриваемого АЭП с питающей сетью. На данных рисунках и в табл. 2 используются следующие обозначения: M , ω – электромагнитный момент и угловая скорость АД; I_s , Ψ_r – соответственно модули обобщенных векторов статорного тока и потокосцепления ротора двигателя; U_{sa} , I_{sa} и Ψ_{ra} – фазные значения статорных напряжения и тока, потокосцепления ротора АД соответственно; THD – общий коэффициент гармоник сетевого тока; K_M – сетевой коэффициент мощности (рассчитываемый для $I_{fv}^*=0$); f_{ABT} и $f_{AИТ}$ – частоты коммутации силовых ключей АВТ и АИТ соответственно.

Таблица 2

ω , рад/с	M_c , Нм	THD, %	K_M , о. е.	f_{ABT} , Гц	$f_{AИТ}$, Гц
$\omega = \omega_n$	$M_c = M_n$	4,69	0,997	3580	1460
	$M_c = -M_n$	8,79	-0,994	5040	780
$\omega = 0,5\omega_n$	$M_c = M_n$	5,7	0,994	4510	1110
	$M_c = -M_n$	13,4	-0,953	5050	820
$\omega = 0,1\omega_n$	$M_c = M_n$	9,3	0,98	5010	890
	$M_c = -M_n$	17,1	0,925	5080	960

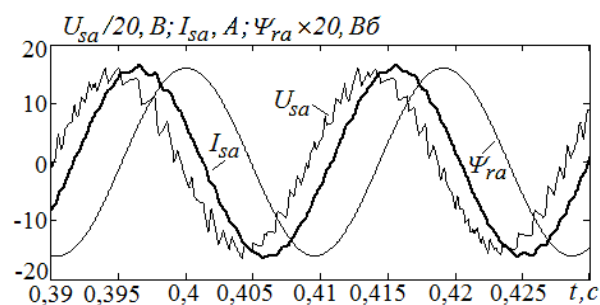
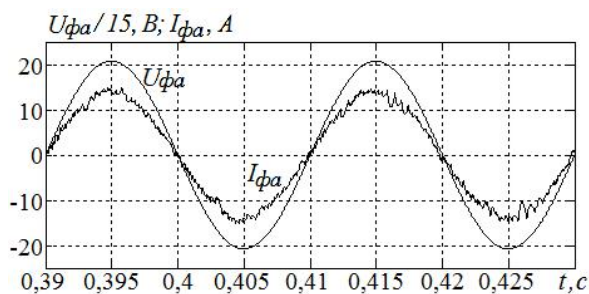


Рис. 4, а

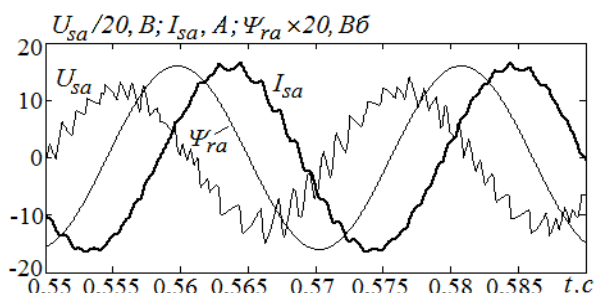
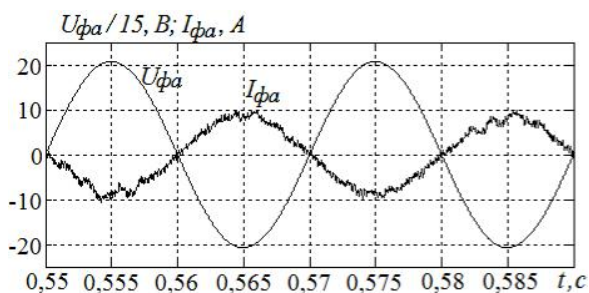


Рис. 4, б

Выводы.

Предложенное управление АВТ обладает следующими преимуществами по сравнению с известным способом ПРВ управления АВТ, рассмотренным в [7]:

- упрощение, обусловленное как упрощением вычислительного алгоритма определения прогнозирующего функционала, так и исключением датчиков входного напряжения АВТ;

- нечувствительность предложенного способа к уходу параметров элементов силовой схемы АЭП, в котором требуется корректировка прогнозирующего функционала в эксплуатации при дрейфе активных сопротивлений R_ϕ и емкости C_k конденсаторов СФ;

- уменьшенное с 18 до 3 % перерегулирование при отработке двукратного (от номинального) значения выходного тока I_d АВТ, вызванное возмущениями по входному напряжению инвертора, присущими рассматриваемому АЭП при изменении электромагнитного момента и скорости двигателя, что достигается путем введения на вход сумматора S1 в функциональной схеме САУ компенсирующего сигнала $I_{\phi u 2}^*$ с выхода МДБ;

- равноценные высокое быстродействие, характеризуемое временем менее 10 мс при отработке двукратных от номинальных значений статорного тока и электромагнитного момента, и нормированное качество регулирования электромеханических процессов (статорного тока, потокосцепления ротора и скорости) электропривода с АИТ на запираемых тиристорах.

Перечисленные преимущества предложенного управления АВТ получены за счет: во-первых, нахождения более простого и одновременно эффективного прогнозирующего функционала (19) при осуществлении ПРВ управления АВТ; во-вторых, применения разработанной схемы СВРТ1, реализующей данное управление (рис. 1, б); в-третьих, формирования дополнительной (компенсирующей) составляющей $I_{\phi u 2}^*$, прямо пропорциональной согласно (11) входному напряжению U_{II} инвертора и выходному току I_d АВТ, в сигнале задания проекции $I_{\phi u}^*$ сетевого тока.

Достигнуто высокое качество электромагнитной совместимости рассматриваемого электропривода с питающей сетью, характеризуемое при номинальных значениях скорости и нагрузки двигателя сетевым коэффициентом мощности, равным 0,997, и общим коэффициентом гармоник сетевого тока, равным 4,69 %.

1. Волков А.В., Косенко А.И. Асинхронный электропривод на основе автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией // Техн. електродинаміка. Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2008. – Ч.1. – С. 81–86.
2. Волков А.В., Косенко А.И. Анализ электромагнитных процессов асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора тока с широтно-импульсной модуляцией // Техн. електродинаміка. – 2009. – №1. – С. 12–19.
3. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока. – Новоуральск: НГТИ, 2001. – 250 с.
4. Лазарев Г.Б. Мощные высоковольтные преобразователи частоты для регулируемого электропривода в электроэнергетике // Электротехника. – 2005. – №11. – С. 3–8.
5. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
6. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.
7. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Мухаматишин И.А. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями частоты в системах электроснабжения и электропривода // Электроприводы переменного тока. Труды межд. XIII науч.-техн. конф. – Екатеринбург: УГТУ-УПИ. – 2005. – С. 137–140.
8. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Зиновьев Г.С. и др. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока // Электротехника. – 2004. – №10. – С. 43–50.
9. Шрейнер Р.Т., Ефимов А.А., Мухаматишин И.А. Релейное управление активными токовыми преобразователями частоты // Электротехника. – 2005. – №9. – С. 47–53.
10. Rodríguez J.R., Dixon J.W., Espinoza J.R. and all. PWM regenerative rectifiers: state of the art // IEEE Trans. IE. – 2005. – Vol. 52. – №1. – Pp. 5–21.
11. Wu B., Pontt J., Rodriguez J., Bernett S. Current Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium Voltages Drives // IEEE Trans. IE. – 2008. – Vol. 55. – №7. – Pp. 2786–2797.

Надійшла 23.06.2009

УДК 621.313.332

Л.І.Мазуренко, докт.техн.наук, В.І.Романенко (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

АСИНХРОННИЙ ГЕНЕРАТОР З ВЕНТИЛЬНИМ ЗБУДЖЕННЯМ ЯК ДЖЕРЕЛО ЖИВЛЕННЯ ЗВАРЮВАЛЬНОЇ ДУГИ

Описано автономний асинхронний генератор з вентильним збудженням (АГ з ВЗ) як джерело живлення зварювальної дуги. Вентильне збудження реалізується за допомогою вентильного перетворювача (ВП), який виконано по схемі автономного інвертора напруги. Керування АГ здійснюється за алгоритмом однократного перемикавання напівпровідникових ключів. Для забезпечення роботи АГ з ВЗ при значеннях опору дуги близьких до нуля запропоновано в коло постійного струму вмикати додатковий опір. При формуванні зовнішніх характеристик частота ВП змінюється у функції відхилення напруги або струму. Представлено математичну модель АГ з ВЗ, розроблену з використанням методу припасовування, за допомогою якої можна розраховувати електромагнітні процеси в генераторі при навантаженні у вигляді зварювальної дуги. Результати моделювання і експериментальні дані підтверджують можливість використання АГ з ВЗ як джерела живлення зварювальної дуги.

Рассмотрен автономный асинхронный генератор с вентильным возбуждением (АГ с ВВ) как источник питания сварочной дуги. Вентильное возбуждение осуществляется с помощью вентильного преобразователя (ВП), выполненного по схеме автономного инвертора напряжения. Управление АГ осуществляется по алгоритму однократного переключения полупроводниковых ключей. Для обеспечения работы АГ с ВВ при значениях сопротивления дуги близких к нулю предложено в цепь постоянного тока включать дополнительное сопротивление. При формировании внешних характеристик частота ВП изменяется в функции отклонения напряжения или тока. Приведена математическая модель АГ с ВВ, разработанная при использовании метода припасовывания, с помощью которой можно рассчитывать электромагнитные процессы в генераторе при нагрузке в виде сварочной дуги. Результаты моделирования и экспериментальные данные подтверждают возможность использования АГ с ВВ как источника питания сварочной дуги.

Вступ. Для живлення зварювальної дуги (ДЖЗД) використовують, як правило, генератори постійного струму та синхронні генератори (переважно індукторні) [9]. Останнім часом у цій галузі пропонують застосовувати схемотехнічні рішення на базі асинхронних генераторів з ємнісним збудженням [2,5]. Перспективним є також використання асинхронного генератора з вентильним збудженням.

У [4] розглянуто принципову схему багатопостового ДЖЗД на основі АГ з ВЗ. Вентильна система збудження АГ виконана на основі інвертора напруги. Для формування зовнішньої зварювальної характеристики використовуються високочастотні мостові інвертори з фазовою модуляцією, які підключено до зажимів постійного струму генератора. При однопостовому виконанні ДЖЗД використовується один високочастотний інвертор. Недоліком такого схемотехнічного рішення є використання двох перетворювачів (перетворювач системи збудження і високочастотний інвертор), що значно ускладнює схему.

При однопостовому виконанні ДЖЗД функції вказаних перетворювачів доцільно сумістити в одному, який забезпечує генератор необхідною реактивною потужністю і водночас виконує роль випрямляча, регулятора ковзання та зварювального струму. З метою визначення можливості такого суміщення необхідно дослідити умови самозбудження та формування зовнішніх характеристик АГ з ВЗ.

Математична модель АГ з ВЗ як джерела живлення зварювальної дуги в колі постійного струму. На рис. 1 показано функціональну схему АГ з ВЗ, який працює на зварювальну дугу. Тут R_0 – баластний опір, R_0 та R_d відповідно опір для збереження області вентильного самозбудження АГ в режимах близьких до короткого замикання [0] та опір дуги.

У [8] наведено математичну модель АГ з ВЗ при однократному перемиканні вентилів, що базується на спрощеному представленні елементів перетворювача у вигляді ідеальних ключів К1–К6 (рис. 1), які у відомій послідовності формують миттєві схеми заміщення з обмоток генератора і навантаження. Якщо зварювальну дугу розглядати як елемент електричного кола із змінним активним

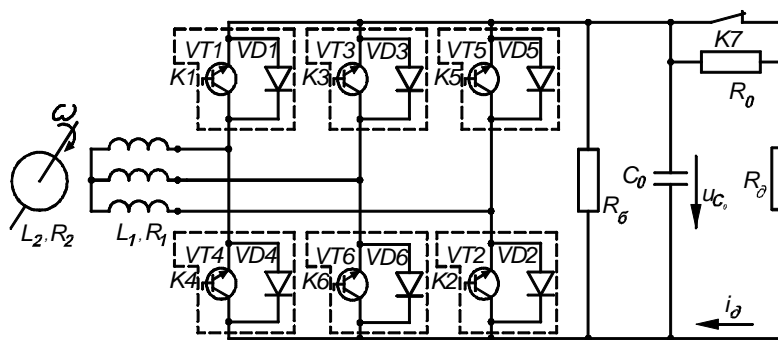
опором R_0 , то відповідно до підходу, представленого в [8], повну систему диференціальних рівнянь, що описує АГ із ВЗ при живленні дуги (рис. 1), можна записати у вигляді

$$\dot{X} = A \cdot X, \quad (1)$$

де $X = |\psi_A \psi_B \psi_C \psi_a \psi_b \psi_c u_{C0}|^T$, $A = \begin{pmatrix} a_{11} & \dots & a_{17} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{71} & \dots & a_{77} \end{pmatrix}$ – відповідно вектор і матриця стану системи.

Елементи матриці, які не змінюються для всіх схем заміщення

$$\begin{aligned} a_{12} = a_{13} = a_{15} = a_{16} = a_{21} = a_{23} = a_{24} = a_{26} = a_{31} = a_{32} = a_{34} = a_{35} = a_{42} = a_{43} = a_{47} = \\ = a_{51} = a_{53} = a_{57} = a_{61} = a_{62} = a_{67} = 0; \quad a_{11} = a_{22} = a_{33} = -c_1 R_1, \quad a_{14} = a_{25} = a_{36} = c_2 R_1; \\ a_{41} = a_{52} = a_{63} = c_2 R_2; \quad a_{44} = a_{55} = a_{66} = -c_3 R_2, \quad a_{45} = a_{56} = a_{64} = -p_n \omega / \sqrt{3}, \quad a_{46} = a_{54} = a_{65} = p_n \omega / \sqrt{3}; \\ a_{77} = -(R_6 + R_0 + R_0) / (C_0 R_6 (R_0 + R_0)). \end{aligned}$$



Елементи матриці, які змінюють свою величину для кожної з схем заміщення, наведено у таблиці.

Рис. 1

Схеми заміщення	a_{17}	a_{27}	a_{37}	a_{71}	a_{72}	a_{73}	a_{74}	a_{75}	a_{76}
1	1/3	1/3	-2/3	0	0	c_1/C_0	0	0	$-c_2/C_0$
2	-1/3	2/3	-1/3	0	$-c_1/C_0$	0	0	c_2/C_0	0
3	-2/3	1/3	1/3	c_1/C_0	0	0	$-c_2/C_0$	0	0
4	-1/3	-1/3	2/3	0	0	$-c_1/C_0$	0	0	c_2/C_0
5	1/3	-2/3	1/3	0	c_1/C_0	0	0	$-c_2/C_0$	0
6	2/3	-1/3	-1/3	$-c_1/C_0$	0	0	c_2/C_0	0	0

У системі (1) прийнято такі позначення: ψ_k ($k = A, B, C, a, b, c$) – повні потокозчеплення для фаз статора і ротора; u_{C0} – напруга на конденсаторі; C_0 – ємність конденсатора ланки постійного струму; R_1, R_2 – активні опори обмоток статора і ротора; p_n – число пар полюсів; $c_1 = (L_1 - L_{ек})/L_1^2$, $c_2 = L_{ек}/L_1 L_2$, $c_3 = (L_2 - L_{ек})/L_2^2$, $L_{ек} = L_1 L_2 L_m / (L_1 L_m + L_2 L_m + L_1 L_2)$; L_1, L_2 – індуктивності розсіювання фаз статора і ротора; ω – механічна частота обертання ротора; L_m – змінна взаємодуктивність, яка визначається із залежності $L_m = f(Y_m)$, побудованої із використанням характеристики намагнічування генератора. Алгоритм побудови цієї залежності наведено в [7].

Часові інтервали існування кожної із схем заміщення визначаються виразом

$$T_i = \pi / 3 \omega p_n (1 - \nu), \quad (2)$$

де ν – величина, яка характеризує зменшення частоти вентильного перетворювача по відношенню до синхронної електричної частоти статора. Частота вентильного перетворювача визначається як $f = 1/6T_i$.

Для формування крутоспадних зварювальних характеристик наперед заданої форми використовується запропонований спосіб визначення частоти вентильного перетворювача.

Для заданої зовнішньої характеристики джерела живлення зварювальної дуги, яка показана на рис. 2, визначається точка O' перелому характеристики з жорсткої на крутоспадну ділянку, для якої відносний диференціальний опір джерела дорівнює одиниці [1]. Цей опір є похідною напруги джерела за струмом $\bar{\rho}_0 = d\bar{U}_0/d\bar{I}_0$. Відповідно до положення робочої точки A_i відносно прямої OO' обирається закон зміни величини v :

– якщо вона лежить вище (наприклад, т. A_1 , рис. 2), то

$$v = k_{pU}(u_0^* - u_0) + k_{iU} \int (u_0^* - u_0) dt; \quad (3)$$

– якщо нижче (наприклад, т. A_2 , рис. 2), то

$$v = k_{pI}(i_0^* - i_0) + k_{iI} \int (i_0^* - i_0) dt. \quad (4)$$

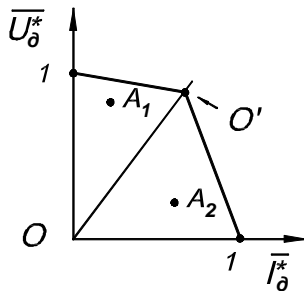


Рис. 2

Задане значення напруги дуги u_0^* вибирається із залежності $u_0^* = f(i_0)$, що екстраполює жорстку частину заданої зовнішньої характеристики, а задане значення струму дуги i_0^* – із залежності $i_0^* = f(u_0)$, що екстраполює крутоспадну частину цієї характеристики. В рівняннях (3) і (4) k_{pU} і k_{pI} та k_{iU} і k_{iI} – відповідно коефіцієнти підсилення пропорційних та інтегральних складових регуляторів напруги і струму. При такому підході до визначення величини v і, відповідно, частоти вентиляного перетворювача досягається

стійка робота АГ з ВЗ на всіх ділянках зовнішньої характеристики.

При експериментальних і розрахункових дослідженнях використано АГ з ВЗ, що має такі номінальні дані на клеммах постійного струму і параметри обмоток: $P_n = 1.6$ кВт, $I_{dn} = 57$ А, $r_1 = 0.023$ Ом, $r_2' = 0.0055$ Ом, $X_1 = 0.0132$ Ом, $X_2' = 0.0154$ Ом. Номінальна частота обертання генератора – 1500 об/хв, $R_0 = 100$ Ом, $C_0 = 20000$ мкФ (величина ємності вибирається відповідно до [3]). Характеристика намагнічування для побудови залежності $L_m = f(Y_m)$ представлена в [6]. При математичному моделюванні прийнято припущення для електричних машин і використано послідовність розрахунку електромагнітних процесів, що наведені в [8], однак не враховано зміну швидкості обертання валу приводного двигуна та опір з'єднувальних проводів.

Визначення умов самозбудження. При короткому замиканні в колі постійного струму АГ з ВЗ (рис. 1, $R_0 = R_0 = 0$) спостерігається втрата збудження генератора за 7 ÷ 8 періодів фазної напруги. Це явище відіграє позитивну роль при роботі генератора в режимі джерела напруги, тому що не допускає перевантаження його струмом короткого замикання. Однак при використанні АГ для живлення зварювальної дуги це явище недопустиме.

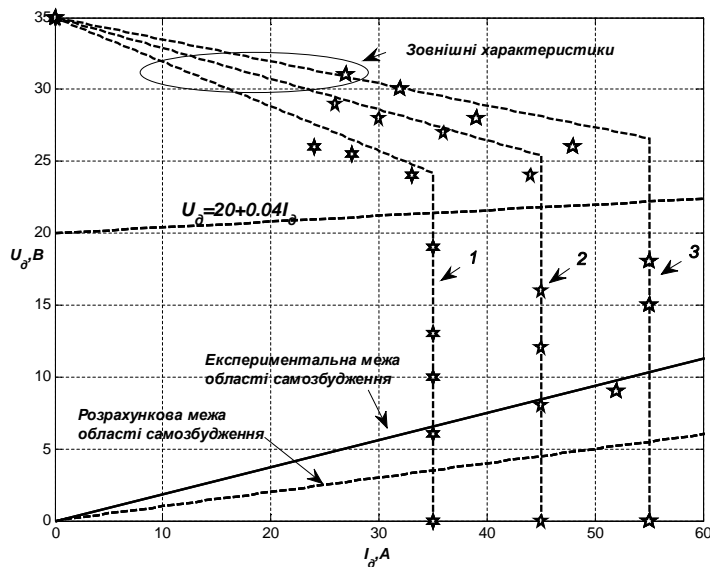


Рис. 3

При вирішенні задачі збереження самозбудження генератора, коли опір навантаження (дуги) близький до нуля, для кожної зовнішньої характеристики (рис. 3, характеристики 1-3) визначено граничні напруги $U_{0\text{ гр}}$ і струми навантаження $I_{0\text{ гр}}$, при яких АГ втрачає самозбудження. Це дозволило побудувати межу області існування квазісталіх режимів вентиляного самозбудження генератора.

Як видно із рис. 3, межа області існування квазісталіх режимів вентиляного самозбудження, яка отримана експериментально, лежить вище розрахункової, що пояснюється неврахуванням в математичній моделі втрат в перетворювачі та зміни швидкості обертання приводного двигуна. При роботі в області самозбудження (вище межі області само-

збудження) повинні виконуватися наступні необхідні і достатні умови: структура силової схеми і алгоритм перемикання вентилів напівпровідникового перетворювача повинні забезпечити примусове циклічне перемикання фазних струмів статора з необхідною частотою та зсувом основних гармонік на кут $2\pi/m$ (m – число фаз), а ланка постійного струму повинна мати елемент з двосторонньою провідністю (наприклад, конденсатор); кутова електрична швидкість ротора і частота основної гармоніки фазної напруги повинні знаходитися в області, що визначається параметрами генератора та навантаженням.

Для того щоб генератор не втрачав самозбудження, запропоновано при наближенні до межі області самозбудження вмикати в коло постійного струму послідовно навантаження (опору дуги R_d) опір R_0 . При протіканні струму навантаження на опорі R_0 виникатиме падіння напруги U_{R0} . При цьому напруга в колі постійного струму буде більша тієї напруги, при якій спостерігається втрата збудження.

Опір, що вмикається послідовно навантаженню, для генератора, що досліджується, визначається як $R_0 = (U_{d\text{ зр}}/I_{d\text{ зр}}) \approx 0.2$ Ом. Однак для забезпечення більш надійного вентилярного самозбудження генератора в режимах близьких до коротких замикань доцільно R_0 збільшити вдвічі ($R_0 = 0.4$), що пояснюється таким чином. Зв'язок між напругою і струмом дуги визначається рівнянням

$$U_d \approx 20 + 0.04I_d. \quad (5)$$

При цьому опір дуги дорівнює $R_d \approx 20/I_d + 0.04$. Із рис. 3 видно, що опір дуги в точці перетину прямої, яка описується (5), і зовнішньої характеристики 3 (для максимального струму зварювання) приблизно дорівнює 0.4 Ом, тобто ввімкнення $R_0 = 0.4$ Ом, коли опір дуги $R_d \approx 0$, не дає звузитися області самозбудження АГ зі збільшенням провідності навантаження, і генератор не розбуджується. Відповідно умова ввімкнення R_0 (розмикання ключа К7), тобто умова збереження самозбудження АГ в режимах, коли $R_d \approx 0$, визначається формулою

$$U_d \leq I_d R_0 / 2. \quad (6)$$

Ця умова та необхідні і достатні умови, наведені вище, забезпечать роботу при $R_d \approx 0$.

Дослідження зовнішніх характеристик. Одним із важливих показників джерела живлення зварювальної дуги є нахил його зовнішніх характеристик. При керуванні вентилярним перетворювачем АГ із ВЗ відповідно до законів (2), (3) і (4), а ключем К7 відповідно (6) можливо формувати зовнішні характеристики із наперед заданими формою і нахилом. Як граничний випадок на рис. 3 показано сформовані характеристики для діапазону зварювальних струмів $35 \div 55$ А (пунктирні лінії – розрахунок, зірочки – експеримент). Ці зовнішні характеристики отримано шляхом зміни величини активного опору R_0 . Робочі точки, які визначаються перетином прямої, що описується рівнянням (5), і зовнішні характеристик (1–3) джерела живлення зварювальної дуги, розташовані на крутоспадних ділянках, що гарантує стійкість роботи енергетичної системи «джерело-дуга» [1].

Перехідні процеси. На рис. 4 ($m_v = 20$ В/под., $m_r = 0.5$ с/под.) показано відповідно експериментальну (а) та розрахункову (б) осцилограми зміни напруги U_d при ввімкненні і вимкненні навантаження $R_0 = 0.3$ Ом (опір R_0 зашунтовано ключем К7).

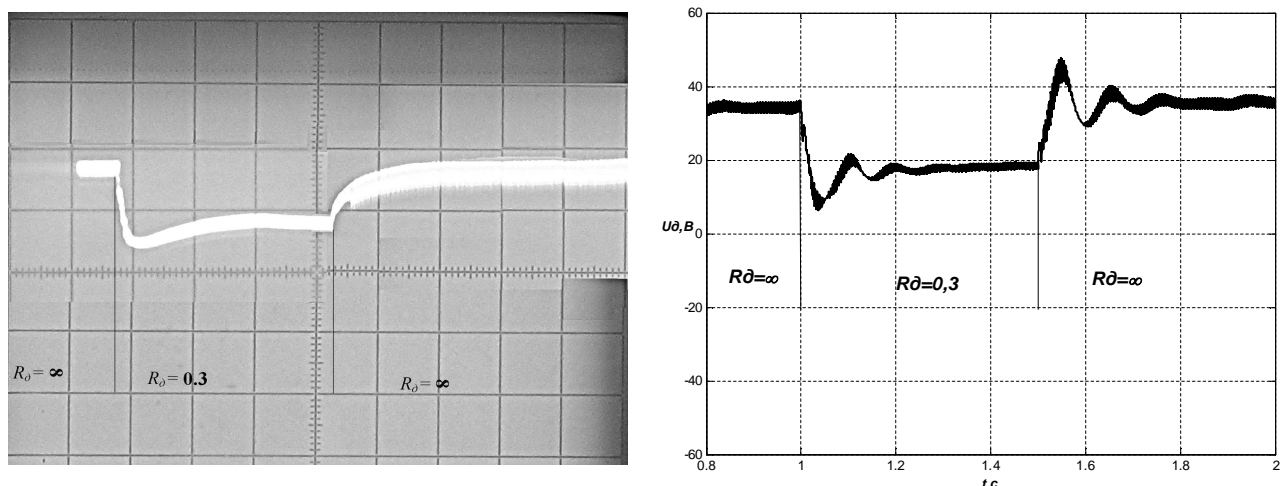


Рис. 4, а,б

Як видно із аналізу осцилограм, перехідний процес зміни напруги U_o при зміні навантаження має затухаючий характер, що є необхідною умовою стійкості системи «джерело-дуга». Експериментальне і розрахункове значення тривалості перехідного процесу зміни напруги при накиданні навантаження становлять відповідно $t_{e1} \approx 0.5$ с і $t_{p1} \approx 0.2$ с, а при скиданні навантаження – $t_{e2} \approx 0.8$ с і $t_{p2} \approx 0.3$ с. Розрахункова осцилограма якісно підтверджує експериментальну. Розбіжність між ними пояснюється неврахуванням деяких факторів, головними серед яких є зміна швидкості обертання приводного двигуна, опір з'єднувальних проводів і втрати в перетворювачі, які впливають на сталі часу і визначають динамічні характеристики системи «джерело-дуга».

Висновки.

Асинхронний генератор з вентильним збудженням і від'ємними зворотними зв'язками за напругою і струмом має зовнішні характеристики, придатні для живлення зварювальної дуги. При цьому вентильний перетворювач, що забезпечує генератор необхідною реактивною потужністю, є випрямлячем, регулятором ковзання і зварювального струму.

Для забезпечення роботи АГ з ВЗ в області існування квазісталих режимів вентильного самозбудження при значеннях опору дуги, близьких до нуля, необхідно у коло постійного струму вмикати додатковий опір (для експериментального зразка АГ $R_o = 0.2 \div 0.4$ Ом).

Математична модель АГ з ВЗ із використанням методу припасування дозволяє розраховувати зовнішні характеристики АГ з ВЗ у режимі джерела струму, розбіжність яких з експериментальними в квазісталих режимах не перевищує $2 \div 6$ % в залежності від струму зварювання.

1. Голошубов В.І. Зварювальні джерела живлення: Навчальний посібник. – К.:Арістей, 2005. – 448 с.
2. Кицис С.И., Паутов Д.Н. К теории сварочного генератора с двумя распределенными обмотками на статоре // Электричество. – 2008. – №10. – С. 52–56.
3. Костырев М.Л., Скороспешкин А.И. Автономные асинхронные генераторы с вентильным возбуждением. – М.: Энергоатомиздат, 1993. – 160 с.
4. Лесник В.А., Мазуренко Л.И. Многопостовые источники питания сварочной дуги на основе асинхронных генераторов // Техн. електродинаміка. Тем. випуск. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2000. – Ч.2. – С. 76–81.
5. Лиценко А.И., Лесник В.А., Мазуренко Л.И. Автономные источники питания сварочной дуги с асинхронным генератором // Техн. електродинаміка. – 1999. – №6. – С. 51–55.
6. Лиценко А.И., Лесник В.А., Мазуренко Л.И. Асинхронный вентильный генератор с многофункциональным транзисторным преобразователем / Препринт/АН УССР. Ин-т электродинамики; № 563– Киев, 1988. – 21с.
7. Лиценко А.И., Мазуренко Л.И. Математическое моделирование асинхронных генераторов с вентильным возбуждением в фазовых координатах статора // Техн. електродинаміка. – 1997. – №6. – С. 31–36.
8. Мазуренко Л.И., Романенко В.І. Математична модель асинхронного генератора з вентильним збудженням з використанням методу припасування // Техн. електродинаміка. – 2010. – №4. – С. 19–24.
9. Оборудование для дуговой сварки: Справочное пособие / Под ред. В.В.Смирнова. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 655 с.

Надійшла 29.06.2010

А.Е.Антонов, докт.техн.наук, **В.Г.Киреев**, канд.техн.наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

О ДВУХ ТИПАХ СИСТЕМ ВОЗБУЖДЕНИЯ БЕСПАЗОВЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Представлены результаты сравнительного анализа систем возбуждения коллекторного и традиционного типов для магнитоэлектрических преобразователей энергии с беспазовым статором. Анализ проведен при одинаковых габаритах магнитных систем и массах магнитотвердого материала. Исследование трехмерных полевых моделей систем показало, что хотя в воздушном зазоре коллекторных систем могут быть достигнуты более высокие значения индукции, это не всегда приводит к росту электромагнитного момента. Определены препятствующие этому факторы.

Наведено результати порівняльного аналізу систем збудження колекторного та традиційного типів для магнітоелектричних перетворювачів енергії з беспазовим статором. Аналіз проведено при однакових габаритах магнітних систем і масах магнітотвердого матеріалу. Дослідження тривимірних польових моделей показало, що хоч у повітряному зазорі колекторних систем можуть бути досягнуті більш високі значення індукції, це не завжди призводить до зростання електромагнітного моменту. Визначено фактори, які тому перешкоджають.

Введение. В 60-х годах прошлого столетия в специальных изданиях по электрическим машинам появились публикации о создании и испытании магнитных систем коллекторного типа [2]. Техническая сущность таких систем состоит в суммировании и концентрации магнитного потока нескольких постоянных магнитов ферромагнитным полюсным наконечником – концентратором, расположенным таким образом, чтобы направлять результирующий поток в требуемом направлении. Благодаря тому, что поперечное сечение концентратора выбирают меньшим, чем суммарное поперечное сечение магнитов, а магнитная проницаемость концентратора намного выше проницаемости магнитов, и достигается увеличение плотности магнитного потока. При уменьшении сечения концентратора плотность магнитного потока в нем будет возрастать до тех пор, пока не сравняется с индукцией насыщения материала концентратора, которая, как правило, превышает остаточную индукцию магнитов B_r . Необходимо заметить, что увеличение индукции на полюсной поверхности концентратора не приводит к увеличению магнитного потока, величина которого зависит только от свойств магнитотвердого материала и его объема. Магнитные системы коллекторного типа предлагалось использовать для возбуждения магнитного потока в электрических машинах магнитоэлектрического типа с пазовым статором, в которых воздушный зазор был минимизирован, и его величина составляла 0,05...0,2 мм. Такое ограничение было обусловлено относительно низким значением коэрцитивной силы существовавших тогда постоянных магнитов, рабочая точка которых при работе в составе систем с большими воздушными зазорами располагалась в нижней части кривой размагничивания [5]. С появлением высококоэрцитивных магнитов типа RCO_5 и $NdFeB$ интерес проектировщиков электрических машин к коллекторным магнитным системам возник снова [3,4]. Для оценки целесообразности применения коллекторных магнитных систем в электромеханических преобразователях магнитоэлектрического типа с беспазовым статором авторы провели исследование и сравнительный анализ систем коллекторного и традиционного типов в сочетании с токовой обмоткой, располагаемой в воздушном зазоре.

Методика исследования и параметры моделей. Сравнение двух типов магнитных систем проводилось по средней величине магнитной индукции в зазоре, по абсолютной и удельной величине развиваемого электромагнитного момента, а также по величине осевого момента инерции. Для этого были построены трехмерные модели магнитоэлектрических систем с радиальной ориентацией потоков возбуждения, в воздушные зазоры которых введены трехфазные обмотки с током. Использование трехмерных моделей при исследовании магнитоэлектрических систем с ограниченной осевой длиной дает более достоверные результаты, поскольку позволяет учесть потоки рассеяния в торцевых зонах, что принципиально не позволяют сделать двухмерные модели. В расчетные модели исследуемых сис-

тем были введены не величины магнитной проницаемости, а параметры реальной кривой намагничивания применяемой стали. Это необходимо для того, чтобы расчетные величины плотности магнитного потока в магнитопроводах были получены с учетом степени их насыщения.

В качестве базы для сравнения была принята модель коллекторной магнитной системы (рис. 1, а), а в качестве сравниваемых – два варианта магнитных систем традиционной компоновки:

№ 1 – система, у которой с базовым вариантом совпадают внешние габариты, полюсное деление, длина воздушного зазора и объем магнитного материала (рис. 1, б);

№ 2 – система, оптимизированная в соответствии с рекомендациями [1], у которой с базовым вариантом совпадают внешние габариты и объем магнитного материала (рис. 1, в).

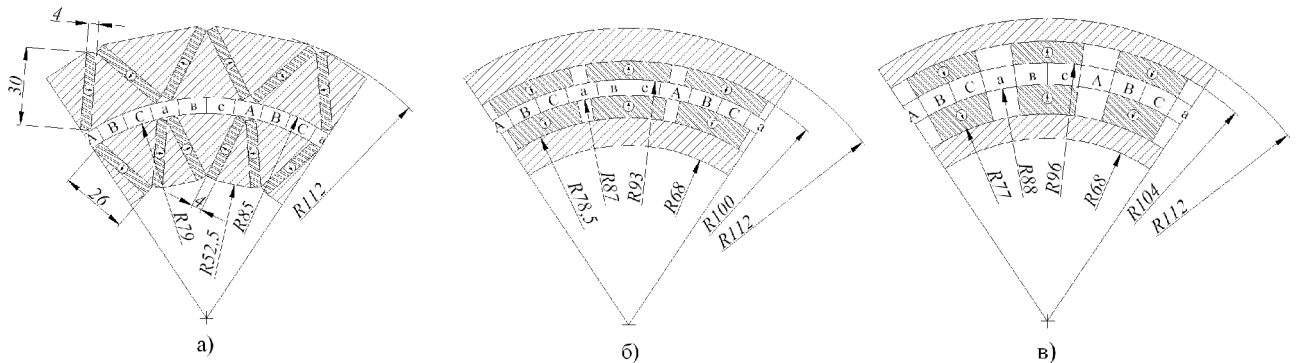


Рис. 1

Моделирование всех магнитоэлектрических систем было проведено при следующих условиях:

- внешний диаметр системы – 240 мм;
- число полюсов – 16;
- осовая длина магнитных систем l_m варьировалась в пределах 10...200 мм;
- плотность тока, осредненная по объему, занимаемому активной частью обмотки, – 3 А/мм² (соответствует плотности тока в обмотке 8 А/мм² при коэффициенте заполнения $k=0,375$ с учетом технологического зазора между обмоткой и ротором);
- характеристики магнитного материала: $B_r = 1,256$ Тл; $\mu = 1,03\mu_0$;
- кривая намагничивания материала магнитопроводов соответствует характеристике электро-технической стали марки 1512.

Расчет величины магнитной индукции и электромагнитного момента, развиваемого при взаимодействии магнитной системы с обмоткой, был произведен с помощью пакета программ Femlab.

Результаты исследования. На рис. 2 представлены зависимости изменения средних значений индукции для всей области, занимаемой активными частями двух фаз обмотки, расположенными симметрично относительно полюсов магнитной системы, при изменении ее продольной длины:

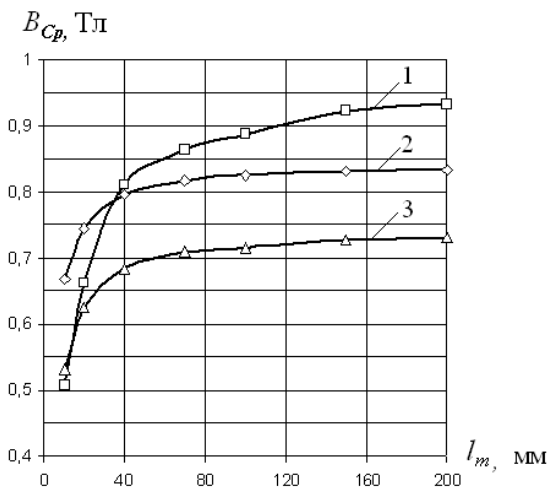


Рис. 2

1 – базовая коллекторная система; 2 – традиционная система № 1; 3 – оптимизированная традиционная система № 2.

На рис. 3 показаны зависимости изменения развиваемых электромагнитных моментов для тех же магнитных систем при величинах индукции в зазоре, соответствующих рис. 2.

Из приведенных зависимостей следует, что при равных объемах магнитных материалов с идентичными свойствами и при равных габаритах магнитная система коллекторного типа имеет преимущество перед традиционными магнитными системами по величине магнитной индукции в зазоре. Это преимущество начинает проявляться при отношении осевой длины к внешнему диаметру магнитной системы $l_m/D_H > 0,15$ – для

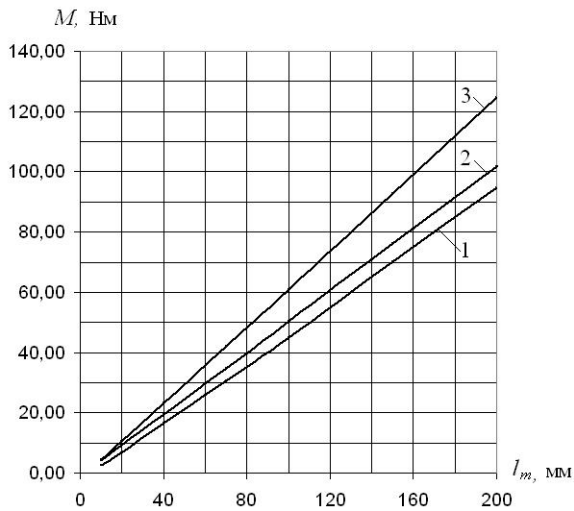


Рис. 3

магнитная система коллекторного типа проигрывает традиционным системам независимо от отношения l_m/D_H . Преимущество традиционных систем по величине момента связано с тем, что развиваемый электромагнитный момент зависит не только от величины индукции в зазоре, но также от объема зазора и его положения относительно оси вращения. При использовании традиционной компоновки системы с секторообразной формой магнитов воздушный зазор располагается ближе к периферии машины. В коллекторной же системе магниты и концентраторы располагаются под углом друг другу, занимают больший объем и автоматически перемещают воздушный зазор ближе к продольной оси симметрии. Поэтому и объем зазора, и плечо приложения электромагнитных сил в коллекторной системе принципиально меньше, чем в традиционной. Эти факторы в сочетании с выбранным оптимальным отношением длины магнита и зазора и обеспечили преимущество магнитной системы традиционной компоновки при меньшем значении индукции в зазоре. Следует заметить, что меньшее значение индукции в зазоре предполагает и меньшее сечение магнитопроводов (рис. 1, в), что положительно сказывается на массогабаритных и инерционных характеристиках двигателя.

Приведенные на рис. 2 и рис. 3 результаты были получены при одинаковой средней плотности тока в объеме зазора 3 А/мм^2 . Моделирование тех же магнитоэлектрических систем при варьировании плотности тока в пределах $1,5 \dots 10 \text{ А/мм}^2$ показало степень влияния поля, создаваемого обмоткой, на величину индукции в зазоре.

На рис. 4 показаны зависимости $B_{cp}(j)$ для коллекторной (1) и традиционной (2) систем при $l_m=100 \text{ мм}$. Степень этого влияния в системе коллекторного типа больше, что объясняется наличием магнитомягких концентраторов, расположенных по обе стороны зазора, которые создают благоприятные условия для проведения потока обмотки в направлении, встречном потоку магнитов.

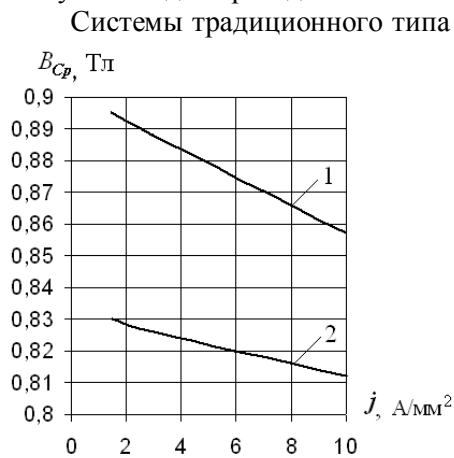


Рис. 4

неоптимизированной магнитной системы и при $l_m/D_H > 0,06$ для оптимизированной. Отставание величины индукции в коллекторной системе по отношению к традиционной при уменьшении отношения l_m/D_H связано с большей скоростью роста доли потоков рассеяния в ее торцевой зоне. Это обусловлено наличием магнитомягких концентраторов с большой площадью торцевых поверхностей, создающих благоприятные условия для проведения магнитных потоков между соседними концентраторами. Вообще же, тенденция увеличения индукции при росте отношения l_m/D_H характерна для всех исследуемых систем и связана она с уменьшением доли потока рассеяния в торцевых зонах по отношению к потоку в воздушном зазоре.

Однако по величине развиваемого момента

традиционного типа имеют также преимущества по величине развиваемого момента, отнесенного к объему активной части преобразователя M/V_a и по величине электромеханической постоянной времени, которая пропорциональна осевому моменту инерции ротора. Последнее обстоятельство существенно для снижения времени разгона ротора и повышения быстродействия двигателя при его использовании в составе следящих систем. Поскольку момент инерции линейно зависит от продольной длины ротора, в качестве сравниваемого параметра приведем удельную величину момента инерции сравниваемых систем ($\text{кг} \cdot \text{м}^2/\text{м}$). Полученные параметры сравниваемых магнитоэлектрических систем при длине активной части преобразователя 100 мм сведены в таблицу.

Наименование магнитной системы	Средняя индукция, [Тл]	Коэффициент крутизны момента, [Нм/А]	Развиваемый удельный момент, [Нм/м ³]	Момент инерции единицы длины ротора, [кг·м]
МС коллекторн. типа	0,888	15,00	25·10 ³	1,65
Неоптимизированная МС №1	0,826	16,82	33,64·10 ³	1,35
Оптимизированная МС №2	0,716	20,29	40,58·10 ³	1,1

Выводы.

Магнитные системы коллекторного типа позволяют на 12...20 % повысить среднюю величину индукции в зазоре по сравнению с системами традиционного типа при равных объемах магнитного материала и равных внешних габаритах.

Преимущество системы коллекторного типа по величине индукции нивелируется, когда ее осевая длина становится намного меньше диаметра.

Ввиду конструктивных особенностей систем коллекторного типа объем зазора и плечо приложения электромагнитных сил в них оказались меньшими, чем в традиционных системах. Это обуславливает преимущество магнитных систем традиционной компоновки перед коллекторными по величине развиваемого момента, несмотря на меньшие значения индукции в зазоре.

Системы традиционного типа имеют преимущество перед коллекторными системами по величине развиваемого момента, отнесенного к объему активной части двигателя и величине электро-механической постоянной времени.

Таким образом, применение систем возбуждения коллекторного типа целесообразно лишь в случае отсутствия габаритных ограничений и ограничений момента инерции ротора, когда необходимо обеспечить повышенные значения индукции при увеличенном объеме зазора невзирая на массогабаритные, динамические и стоимостные показатели электромеханического преобразователя.

1. Антонов А.Е., Куреев В.Г. Построение оптимальных беспазовых магнитоэлектрических двигателей // Техн. электродинамика. – 2003. – №4. – С. 38–40.

2. Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф., Ларионов А.Н. Электрические машины с постоянными магнитами. – М.-Л.: Энергия, 1964. – С. 59–60.

3. Ледовский А.Н. Электрические машины с высококоэрцитивными постоянными магнитами. – М.: Энергоатомиздат. 1985. – С. 76–77.

4. Столов Л.И., Афанасьев А.Ю. Моментные двигатели постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат. 1989. – 27 с.

5. Постоянные магниты: Справочник / Под ред. Ю.М.Пятина. – М.: Энергия, 1980. – 487 с.

Надійшла 16.03.2010

УДК 621.311:681.3

Б.С.Стогній, академік НАН України, **О.В.Кириленко**, академік НАН України (Інститут електродинаміки НАН України), **С.П.Денисюк**, докт.техн.наук (Нац. техн. університет України «КПІ»)

ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ МЕРЕЖІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМ ТА ЇХНЄ ТЕХНОЛОГІЧНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ

Розглянуто проблеми, що пов'язані з розвитком електроенергетики в сучасних умовах. Проведено аналіз концепції Smart Grid та особливостей її розвитку. Визначено основні технологічні та технічні складові реалізації цієї концепції. Досліджено проблему визначення найбільш прийнятних рішень для реалізації платформи Smart Grid в Україні з урахуванням тих напрацювань, що знайшли впровадження в електричних мережах.

Рассмотрены проблемы, связанные с развитием электроэнергетики в современных условиях. Проведен анализ концепции Smart Grid и особенностей ее развития. Определены основные технологические и технические составляющие данной концепции. Исследована проблема определения наиболее приемлемых решений для реализации платформы Smart Grid в Украине с учетом тех наработок, которые нашли внедрение в электрических сетях.

Електроенергетика – одна із галузей, що динамічно розвивається та постійно технологічно переоснащується. Особливістю організації її функціонування є створення потужних енергооб'єднань з зосередженою генерацією, розвинутою мережею розподілу електроенергії та організацією керування як генерацією, так і споживанням. Це дозволяє забезпечувати надійність електропостачання, підвищувати ефективність роботи завдяки можливості більш повного завантаження електростанцій за рахунок об'єднання споживачів. До недавнього часу домінуючий шлях розвитку електроенергетики був пов'язаний з введенням у дію нових, більш досконалих генеруючих потужностей, розширенням мереж передачі електроенергії, створенням все більш потужних енергооб'єднань та удосконаленням систем керування. На найближчу перспективу він повинен дещо змінитися.

Ціла низка факторів, серед яких, з одного боку, подальше економічне зростання, що нерозривно пов'язане зі збільшенням обсягу енергоспоживання і підвищенням вимог до якості і рівня надійності енергопостачання, а з іншого – значний негативний вплив електроенергетики на навколишнє середовище та проблеми зі створенням потужного енергетичного обладнання, призвели до необхідності визначення нової концепції розвитку електроенергетики. Якщо говорити більш детально, то мова йде про цілий ряд факторів. По-перше, розвиток генерації за рахунок використання традиційних технологій призводить до значного погіршення екологічної ситуації (World Energy Outlook (WEO) 2009 р.) та збільшення споживання органічного палива і, відповідно, скорочення його запасів та зростання ціни. По-друге, з'явилися нові тенденції в генераторобудуванні (перехід до створення енергоблоків потужністю до 600 МВА [22], оскільки блоки потужністю 800–1200 МВт мають недостатню надійність та ефективність функціонування). По-третє, створення енергетичних систем з розподіленою генерацією. Такі системи орієнтовані на сумісне використання потужного генераторного обладнання та відновлюваних джерел енергії, функціонування яких суттєво відрізняється. Крім того, слід відзначити недосконалість систем керування в електроенергетиці, що призводить до підвищення рівня аварійності в електроенергетичних системах [18,19]. І, нарешті, значне зношення основного і допоміжного електроенергетичного обладнання та недостатній рівень розвитку електричних мереж. Наведені міркування свідчать про необхідність невідкладного прийняття кардинальних заходів і, в першу чергу, формування нової стратегії розвитку електроенергетики. При цьому запропоновані рішення не повинні вимагати значних одномоментних капітальних вкладень, порівняно швидко давати реальну віддачу і орієнтуватися на найбільш передові технології. У зв'язку з цим у США, а потім і у Європейському Союзі (ЄС) прийнято нову ідеологію розвитку електроенергетики на основі концепції

Smart Grids. Нова платформа енергозабезпечення в ЄС має назву European Technology Platform Smart Grids [27–32].

Відповідно до [8,13,17,23–32] технологічна платформа Smart Grid – це «електричні мережі, які відповідають вимогам ефективного та надійного функціонування енергосистеми. Це забезпечується за рахунок скоординованого керування та організації двосторонніх комунікацій між елементами електричних мереж, електричними станціями, акумулюючими джерелами і споживачами». Вважається, що Smart Grid розробляється, перш за все, для забезпечення надійної та ефективної інтеграції електростанцій з відновлюваними джерелами енергії (вітер, сонце, малі ГЕС та інші з їхніми погано передбачуваними режимами роботи) в традиційні енергосистеми.

У подальшому це визначення певною мірою трансформувалося. У цілому термін Smart Grid трактується сьогодні як концепція іноваційного перетворення електроенергетики. Це обумовило перегляд ряду існуючих базових принципів модернізації галузі [13,23,27–32].

1. Системна модернізація галузі стосується всіх її складових – генерації електроенергії, передачі і розподілу, збуту і диспетчеризації.

2. Енергетична система розвивається як «інтернет-подібна» інфраструктура, що забезпечує підтримку енергетичних, інформаційних, економічних і фінансових взаємин між суб'єктами енергетичного ринку та іншими зацікавленими сторонами.

3. Електрична мережа розглядається як основний об'єкт формування нового технологічного базису, який дає можливість створення нових функціональних властивостей енергосистеми, що забезпечують досягнення ключових цілей. Ці цілі визначаються спільно всіма суб'єктами цього процесу.

4. Формування концепції передбачає весь комплекс робіт – від попередніх досліджень до широкого впровадження іновацій і виконується на науковому, нормативно-правовому, технологічному, технічному, організаційному, інформаційному рівнях та рівні керування.

5. Реалізація концепції має іноваційний характер і передбачає перехід на новий технологічний уклад в електроенергетиці та в економіці в цілому, що визначається як економіка сталого розвитку.

У рамках розвитку концепції Smart Grid різноманітні вимоги усіх зацікавлених сторін зведено до групи так званих ключових цінностей нової електроенергетики, сформульованих як доступність, надійність, економічність, ефективність, органічний зв'язок з навколишнім середовищем [14].

Спираючись на зазначені положення, програми з розвитку концепції Smart Grids вже прийняли багато країн світу. Це стосується, в першу чергу, США, країн ЄС, Китаю. Висвітлені проблеми є і в Україні, і тому формування власної концепції Smart Grids для нас є обов'язковим. Крім того, слід зазначити, якщо розвиток електроенергетики України буде базуватися на старій ідеології, то вона не зможе інтегруватися ні з Європою, ні навіть з Росією, що неприпустимо. З нашої точки зору, для України найбільш близька концепція, яка була прийнята в США і зараз позитивно сприймається і використовується Росією. Її можна сформулювати як концепцію побудови повністю інтегрованої, саморегульованої і самовідновлюваної електроенергетичної системи (ЕЕС), що має мережеву топологію і об'єднує всі генеруючі джерела, магістральні і розподільчі мережі та всі види споживачів електричної енергії, які керуються єдиною мережею автоматизованих пристроїв в реальному часі. В цілому, мова йде про створення інтелектуальних електричних мереж (ІЕМ) ЕЕС. Передбачається проведення комплексу організаційних змін, побудова нових моделей процесів, залучення нових рішень у галузі інформаційних технологій, а також іновацій у сфері створення автоматизованих систем керування технологічними процесами (АСК ТП) і реформування диспетчерського керування. Значною мірою концепція перебудови енергетики України буде близькою до концепції перебудови єдиної енергосистеми (СЕС) Росії, яка відрізняється від інших значною територією паралельної роботи, конфігурацією електричних мереж і централізацією оперативного керування більшою частиною електроенергетики країни. Як перспектива розвитку СЕС Росії розглядається створення електроенергетичних систем з активно-адаптивною мережею [6,8,23].

Особливої актуальності в Україні, враховуючи її велику енергетичну залежність, набуває питання розвитку відновлюваних джерел енергії. За старої концепції розвитку енергетики масове підключення до мережі ОЕС України багатьох розподілених джерел енергії практично неможливе. В той же час створення ІЕМ тільки певною мірою дозволить вирішити існуючі в Україні проблеми енергетичних регіонів з їхнім дефіцитом генерації, з «запертими» потужностями, зі слабкими перетинами. До цього треба додати, що технічні рішення побудови електричної мережі України мають ряд відмінностей від прийнятих у світі та дещо іншу законодавчо-нормативну базу, що теж повинно враховуватися при створенні концепції Smart Grids в Україні.

Таким чином, якщо викладені положення взяти за основу формування шляху розвитку енергетики нашої країни, то слід зазначити, що концепція Smart Grid стосується всієї ОЕС України – від магістральних мереж і до рівня споживача. Реалізація ключових вимог побудови ІЕМ ЕЕС буде здійснюватися шляхом вдосконалення традиційних і створення принципово нових характеристик енергосистеми. При цьому отримають розвиток ряд нових властивостей електроенергетики:

1. Самовідновлення при аварійних збуреннях. Енергосистема та її елементи постійно підтримують свій технічний стан на необхідному рівні за допомогою ідентифікації ризиків, їхнього аналізу та переходу від керування за фактом збурення до попередження аварійного пошкодження елементів мережі.

2. Мотивація активної поведінки кінцевого споживача. Користувачі енергії набувають можливість самостійно змінювати обсяг і споживчі характеристики (рівень надійності, якості і т.п.) на основі визначення балансу своїх запитів і можливостей енергосистеми з використанням інформації щодо параметрів цін, обсягів генерації, надійності енергопостачання та ін.

3. Опір негативним впливам. Застосування спеціальних методів, що знижують фізичну та інформаційну вразливість всіх складових ЕЕС і сприяють як запобіганню, так і швидкому відновленню її після аварій відповідно до вимог енергетичної безпеки.

4. Забезпечення надійності енергопостачання та якості електроенергії в різних цінових сегментах. Трансформація системоорієнтованого підходу у клієнтоорієнтований.

5. Використання різноманітних типів електростанцій і пристроїв акумулювання електроенергії (розподілена генерація). Оптимальна інтеграція генеруючих і акумулюючих потужностей в енергосистемі, підключення за допомогою стандартизованих процедур технічного приєднання, впровадження «мікроенергосистем» (Microgrid) на рівні користувачів.

6. Реформування ринків потужності та енергії аж до включення у їхню діяльність кінцевого споживача. Відкритий доступ на ринки електроенергії так званого «активного споживача» і розподіленої генерації з метою підвищення результативності та ефективності роздрібного сегменту.

7. Оптимізація керування активами. Перехід до віддаленого моніторингу функціонування виробничих фондів у режимі реального часу; інтеграція такого моніторингу в корпоративні системи керування для підвищення ефективності роботи, вдосконалення процесів експлуатації, ремонту, заміни устаткування і, як наслідок, зниження загальних витрат.

Передбачається, що технології Smart Grid повинні забезпечувати оптимальний розподіл потоків потужності електричної мережі, зменшення втрат у ній, швидко скоординовану реакцію при аваріях, можливість об'єднання в єдину енергосистему як великих електростанцій, так і сучасних відновлюваних джерел енергії. Ефективність технології визначається автоматизацією прийняття рішень з керування, підвищенням оперативності керування нормальними і аварійними режимами. Все це пов'язано з показниками ефективності енергокомпаній – якістю і надійністю електропостачання при оптимізації власних витрат та потребує від первинного обладнання якісно нового рівня інформатизації. Істотно розширяться вимоги до кількості вимірюваних сигналів і телекомунікаційних інтерфейсів. Одним із суттєвих наслідків поширення технологій Smart Grid стане та обставина, що з часом всі промислові і побутові енергоприймачі набудуть здатності до взаємодії в інформаційній мережі, стануть керованими і будуть виконувати функції вимірювання власного споживання електроенергії та потужності.

Що стосується подальшого розвитку ОЕС України, то він пов'язаний, в першу чергу, з реалізацією нових підходів, коли основна роль приділяється впровадженню нових технологій, зокрема FACTS, та створенню адаптивного електротехнічного мережевого обладнання, розвитку електричних мереж з розподіленою генерацією як структури, що забезпечить надійність і ефективність функціонування та зв'язок генерації і споживачів, створенню нового покоління систем автоматизації електроенергетичних об'єктів – АСК ТП та ін. Реалізація такої концепції істотно підвищить надійність та економічність функціонування і розвитку енергосистеми, поліпшить якість обслуговування споживачів при здешевленні електроенергії.

У табл. 1, 2 наведено порівняльний аналіз традиційної та інтелектуальної ЕЕС. Причому табл. 1 висвітлює різницю за окремими показниками, в той час як табл. 2 представляє характеристики реалізації ряду технологічних процесів.

Вибір технічних засобів відіграє вирішальну роль у реалізації концепції Smart Grid [3,7,10,11,22–26]. У цілому ж можна говорити про п'ять груп основних технологічних областей, в рамках яких передбачається реалізація концепції побудови ІЕМ [10,11,13,27,31].

По-перше, – це група, до якої входять інтелектуальні давачі інформації, контрольно-вимірю-

вальні засоби, прилади обліку та відповідні пристрої. Мова йде про прилади вимірювання параметрів мережі в нормальних, передаварійних, аварійних і післяаварійних режимах роботи, засоби контролю стану об'єктів, що забезпечують роботу систем моніторингу, контролю, діагностування і керування, та інтелектуальні лічильники.

Таблиця 1

№		Традиційна	Інтелектуальна
1.	Електрозабезпечення	Централізована генерація та розподіл	Розподілена генерація та власні джерела живлення
2.	Топологія мережі	Радіальна	Мережева
3.	Організація обслуговування	Діагностування та планові ремонти	Віддалений моніторинг та ремонти за станом
4.	Організація диспетчерського керування	Системоорієнтоване, автоматизоване та ручне	Клієнтоорієнтоване, в реальному часі, АСК ТП
5.	Надійність	Локальні системи захисту та автоматики, відновлення – практично вручну	Адаптивні розподілені системи захисту, самовідновлення та секціонування
6.	Інформаційно-вимірювальні системи та комунікації	Локальні давачі та лічильники, потоки інформації від споживача	Розподілені, інтелектуальні, потоки інформації – двонаправлені
7.	Оцінка ситуації	За фактом	Прогнозування та попередження виникнення
8.	Ринок електроенергії	Ринок потужності та енергії	Ринок енергії, відмова від ринку потужності

Друга група об'єднує системи збору та передачі даних, що містять розподілені інтелектуальні пристрої та аналітичні інструменти для підтримки комунікацій на рівні об'єктів енергосистеми, які працюють у режимі реального часу. Це операційні засоби, що реалізують функції збору, контролю і моніторингу, діагностування та видачі рекомендацій, організації взаємодії з корпоративними системами та оперативним персоналом. Як приклад, можна виділити інформаційно-вимірювальні системи (SCADA), системи вимірювання параметрів процесів, що протікають (AMOS), розподілену систему контролю процесів генерування (DGMS), розподілену систему моніторингу і контролю попиту (DMCS) та ін.

До *третьої групи* належать інтелектуальні автоматизовані системи керування об'єктами (АСК ТП), інтегровані системи організації вимірювання і обліку споживання електроенергії, телекомунікаційні системи на базі різноманітних ліній зв'язку та системи візуалізації, системи моніторингу перехідних режимів (WAMS), розподілені системи захисту і протиаварійної автоматики (WAPS) та ін.

Четверту групу складають активні силові елементи та технології, такі як гнучкі системи передачі змінного струму (FACTS), технології регулювання реактивної потужності, розподіленої генерації, накопичення енергії, нове кабельне обладнання, елементи силової електроніки, комутаційне обладнання та ін.

Об'єднуючою складовою є *п'ята група*, до якої входять системи та інформаційні технології, що забезпечують обмін даними та інформацією для забезпечення функціонування всіх засобів, що ввійшли до чотирьох груп та ринку електричної енергії.

Таблиця 2

№	Технологія	Характеристика
1.	Генерування	Інтеграція відновлюваних джерел в ЕЕС, розподілена генерація з використанням накопичувачів електроенергії, інтелектуальні системи контролю, діагностування та керування.
2.	Передача	Нові технології та засоби контролю, моніторингу та керування режимами (FACTS, PMU, WAMS, WACS та ін.). Інтелектуальні адаптивні системи захисту та автоматики (з функцією автоматичного відновлення живлення).
3.	Об'єкти	АСК ТП у повному обсязі.
4.	Розподіл та споживання	Мережева структура, розподілені системи керування, захисту та автоматики (з функцією відновлення живлення та секціонування). Інтелектуальні системи контролю та обліку електроенергії, регулювання електроспоживання та керування навантаженням (у т.ч. в аварійних ситуаціях), функції "активного споживача" – керування електроспоживанням.

Головне в матеріальній реалізації концепції інтелектуальних мереж – її технічна та технологічна платформа. Це технології та пристрої генерування малої та середньої потужності, до складу яких входять відновлювані джерела енергії. Використання таких джерел в енергосистемі призводить до переходу від централізованої генерації до розподіленої, що значною мірою впливає практично на всі характеристики ЕЕС з інтелектуальними мережами. Для України – це питання майбутнього, хоч перші напрацювання вже знаходять своє застосування. Проте без відповідної нормативно-правової підтримки альтернативні джерела на даний час не можуть конкурувати з вуглеводневими та атомними джерелами енергії.

Слід також виділити активні елементи [5,9,15–17], такі, як пристрої та технології, що дозволяють гнучко змінювати характеристики мережі чи реалізувати перетворення електроенергії з метою оптимізації режимів роботи. Мається на увазі збільшення пропускної спроможності, зменшення технологічних втрат, забезпечення відповідних показників якості електричної енергії та ін. В першу чергу, – це засоби та технології, що застосовуються для створення гнучких ліній передачі змінним струмом. За різними оцінками застосування обладнання FACTS дозволяє збільшити пропускну здатність відповідних перетинів до 20% та зменшити технологічні втрати до 40%. Крім того, до цієї групи належать силові технічні засоби, що налічують більше двох десятків різноманітних пристроїв для регулювання реактивної потужності і напруги, параметрів мережі, обмеження струмів КЗ, накопичення електричної енергії, перетворення струму (змінного в постійний і навпаки), комутаційне обладнання нового покоління та ін.

Нове покоління засобів інформаційно-вимірювальних систем, автоматизації та автоматики, які працюють в реальному часі і дозволяють вирішувати задачі керування електроенергетичними об'єктами (АСК ТП), контролю та керування електроживленням, релейного захисту та протиаварійної автоматики, моніторингу та діагностування стану технологічного обладнання, належать до наступної групи. Головне призначення обладнання цієї групи – це реалізація режимів роботи електричних систем та мереж у відповідності до умов роботи ринку електричної енергії, попередження та мінімізація наслідків аварійних ситуацій.

І зрештою, – інформаційно-технологічне обладнання, системи та IP забезпечення центрів керування ЕЕС, які здійснюють координацію режимів роботи електричних мереж з урахуванням їхніх нових можливостей. Йдеться про використання розподіленої генерації, активного мережевого обладнання та підстанційної і станційної автоматики. Фактично буде реалізовано принципово нову технологію керування ЕЕС у реальному часі з урахуванням особливостей функціонування ринків електричної енергії.

Одна з ключових позицій у процесі реалізації ідеології Smart Grid та створення ІЕМ [12, 14–16, 23, 25, 26] належить силовій електроніці. Це стосується задач забезпечення функціонування адаптивних силових елементів, вирішення проблем енергозбереження та енергоефективності. Силова електроніка робить енергосистему не тільки більш гнучкою в керуванні та стійкою до різного роду збурень, але і дозволяє значно знизити втрати електроенергії при роботі з частковим навантаженням (оптимізація шляхів передачі енергії), знизити капітальні витрати за рахунок можливості введення менших потужностей. При цьому відкриваються нові можливості у забезпеченні оптимальних параметрів робочих режимів ЕЕС та їхніх електричних мереж за рахунок застосування нових силових пристроїв та технологій.

Висновки.

Розвиток електроенергетики екстенсивним шляхом, тобто шляхом нарощування її потужностей за рахунок використання нового, навіть більш досконалого обладнання, не має перспективи через низку причин як технологічного характеру (нинішні мережі сьогодні не можуть успішно інтегрувати різні відокремлені джерела енергії і сучасні традиційні джерела генерації, крім того, навіть досить досконалі енергетичні системи провідних країн світу нерідко зазнають серйозних системних аварій з втратами в сотні мільйонів і мільярди доларів), так і економічного характеру (нинішній стан розвитку енергетики не може створити умови для повноцінного використання переваг ринку електричної енергії).

Всі ці проблеми стосуються й України, і тому прийняття концепції розвитку Smart Grids для нас є вкрай необхідним. Крім того, для України надзвичайно гострою є проблема енергозбереження та енергоефективності, яку неможливо вирішити без впровадження інтелектуальних мереж, зокрема, без інтелектуальних лічильників, систем керування електроживленням, досконалих систем регулювання електроприводу та ін. Враховуючи нашу досить суттєву енергетичну залежність від інших країн, вкрай важливо в Україні розвивати відновлювані та альтернативні джерела енергії.

В Україні вже створено певні умови для реалізації концепції Smart Grid. Що стосується наукового забезпечення, то потенціал України достатній для того, щоб вирішувати практично всі питання [9–11,20,21,24]. Перспективними вважаються дослідження з застосування в ЕЕС надпровідних індуктивних накопичувачів енергії (НПН) [1]. Виконано розрахунки, які показали, що застосування НПН як засобу забезпечення динамічної стійкості призводить до підвищення рівня живучості ЕЕС шляхом реалізації процесу аварійного виділення електростанції на локальний район навантаження. На реальних прикладах визначено діапазони енергоємності накопичувачів, які необхідні для вирішення цих задач.

Підвищення економічності передачі електроенергії передбачає посилення керованості ліній змінного струму з регулюванням потоків активної і реактивної потужності. Такими засобами можуть бути системи гнучкого керування на основі систем силової електроніки (FACTS) [21], статичні керовані компенсатори, асинхронізовані синхронні генератори [2], які використовуються як джерела реактивної потужності.

В той час як в Україні науково-технічні рішення вже повністю розроблені, організація виробництва технічних засобів є тільки частковою. Найскладніша ситуація з силовим обладнанням. З двох десятків найменувань на сьогодні маємо виробництво лише декількох пристроїв (керовані шунтувальні реактори, синхронні та асинхронізовані компенсатори, фазорегулюючі трансформатори та деякі інші). Останнім часом на електростанціях і підстанціях розширюється впровадження незаймистих силових і контрольних кабелів, причому використовується новий тип кабелів і проводів із синтетичною ізоляцією [24].

Що стосується інформаційної техніки та технологій, то Україна практично повністю готова до вирішення всіх завдань. Створено і широко впроваджено первинні і вторинні датчики та прилади для потреб енергетики від зразкових до робочих, інформаційні системи на базі комплексу «Регіна», які забезпечують практично всі сучасні завдання інформатизації електроенергетики: моніторинг усіх режимів, контроль, діагностику. На базі комплексу «Регіна» створено також локальні мережі об'єктів, автоматизована система керування підстанціями та розподільними пристроями станцій, у тому числі напругою 750 кВ, автоматика південної частини енергосистеми України, комплекси для оперативно-диспетчерського керування енергосистемами та ОЕС України [8], одержано інші важливі наукові, технічні та технологічні рішення світового рівня, необхідні для створення інтелектуальних мереж. Особливо слід наголосити на створенні та впровадженні комплексу «Регіна-Ч» для точного вимірювання векторів напруги та частоти в енергосистемі з високоточною синхронізацією цих вимірів у часі за допомогою супутникової системи GPS [20]. На їхній основі розпочато створення сучасної технології і системи моніторингу (WAMS) [20] та технології керування електропередачами в режимі *on-line* (WACS) [4].

Першим кроком на шляху переходу електроенергетики України до реалізації ідеології Smart Grid та створення ІЕМ ЕЕС має бути уточнення Стратегії розвитку енергетики України до 2030р. з урахуванням викладених положень.

1. Авраменко В.М., Арістов Ю.В., Васецький Ю.М., Мазуренко І.Л., Черненко П.О. Деякі області ефективного використання надпровідних індуктивних накопичувачів (НПН) в енергетичних системах України // Техн. електродинаміка. Тем. випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2008. – Ч.3. – С. 43–48.
2. Аллаев К.Р., Федоренко Г.М., Остапчук Л.Б. Асинхронные турбогенераторы в электроэнергетических системах // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 2. – С. 58–62.
3. Алексеев Б.А. Планы повышения эффективности использования электроэнергии в Европе: роль силовой электроники // Энергоэксперт. – 2009. – № 6. – С. 82–84.
4. Бондарева Н.В., Грбовой А.А. Опыт синхронных векторных измерений в ОЭС Востока // Электрические сети и системы. – 2007. – № 3. – С. 9–15.
5. Вариводов В.Н., Козлов М.В., Новиков Н.Л., Шакарян Ю.Г. Новые технологии для российских компаний // Электро. – 2008. – № 4. – С. 2–8.
6. Ворожжихин В.В. Роль распределенной энергетики в России // Электрика. – 2009. – № 2. – С. 25–26.
7. Гринштейн Б.И. Мощные высоковольтные полупроводниковые преобразователи общепромышленного и электроэнергетического назначения // Изв. РАН. Энергетика. – 2005. – № 3. – С. 85–104.
8. Дорофеев В.В., Макаров А.А. Активно-адаптивная сеть – новое качество ЕЭС России // Энергоэксперт. – 2009. – № 4. – С. 28–34.
9. Жуков В.В., Минеин В.Ф. Проблемы мировой электроэнергетики в предпочтительной тематике док-

ладов сессии СИГРЭ 2010 г. // Пром. энергетика. – 2009. – № 9. – С. 55–59.

10. Кириленко О.В., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Рибіна О.Б. Системи силової електроніки та методи їх аналізу. – К.: Текст, 2006. – 488 с.

11. Кириленко А.В., Прихно В.Л., Черненко П.А. Разработка иерархического оперативно-управляющего комплекса и внедрение его в энергообъединения Украины // Наука та інновації. – 2008. – №6. – С. 12–25.

12. Кириленко О.В., Якименко Ю.І., Жуйков В.Я., Денисюк С.П., Стржелецьки Р. Силовая электроника: стан використання, наукове і технологічне забезпечення, перспективи розвитку в XXI столітті // Техн. електродинаміка. Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2004. – Ч.1. – С. 58–71.

13. Кобец Б.Б., Волкова И.О. Smart Grid. Концептуальные положения // Энергорынок. – 2010. – № 3. – С. 66–72.

14. Ковалев В.Д., Ивакин В.Н., Фотин В.П. Новые технологии и перспективы развития электроэнергетики // Электричество. – 2006. – № 9. – С. 8–14.

15. Кочкин В.И. Традиционные и новые технологии управления режимами работы электрических сетей на основе устройств силовой электроники // Электротехника. – 2009. – № 6. – С. 3–14.

16. Кочкин В.И., Шакарян Ю.Г. Режимы работы управляемых линий электропередачи // Электричество. – 1997. – № 9.

17. Кудрин Б.И. «Промышленная энергетика» и электрическое хозяйство // Пром. энергетика. – 2009. – № 8. – С. 2–9.

18. Обсуждение проблем надежности и безопасности в электроэнергетике // Энергетик. – 2005. – № 8. – С. 9–10.

19. Проблемы надежности и безопасности энергоснабжения в условиях либерализации и дерегулирования в электроэнергетике // Энергетик. – 2005. – №8. – С. 2–8.

20. Стогний Б.С., Буткевич А.Ф., Зорин Е.В., Левконюк А.В., Чижевский В.В. Проблемно-ориентированный мониторинг режимов энергообъединения // Техн. електродинаміка. – 2008. – № 6. – С. 52–59.

21. Стогний Б.С., Кириленко О.В., Павловський В.В. Підвищення пропускної здатності «слабких» перетинів енергосистем з використанням технології Гнучкої передачі змінним струмом (ГПЗС, FACTS) // Техн. електродинаміка. – 2009. – № 2. – С. 63–68.

22. Федоренко Г.М., Кенцицький О.Г. Науково-методичні засади оптимізації структури генеруючих потужностей в електроенергетиці України // Гідроенергетика України. – 2009. – № 1. – С. 7–10.

23. Шакарян Ю.Г., Новиков Н.Л. Технологическая платформа Smart Grid (основные средства) // Энергоэксперт. – 2009. – № 4. – С. 42–49.

24. Щерба А.А., Перетятко Ю.В., Золотарев В.В. Самонесущие изолированные и высоковольтные защищенные провода. – Киев: РИО ИЭД НАНУ, 2008. – 288 с.

25. Akagy H. Large static converters for industry and utility applications // Proc. IEEE. – June 2001. – Vol. 89. – Pp. 967–983.

26. Bose B.K. Power Electronics – Why the Field is so Exciting // IEEE Power Electronics Society Newsletter. – 2007. – Vol. 4. – Pp. 11–18.

27. European Smart Grids Technology Platform: vision and Strategy for Europe's Electricity Networks of the Future. – European Commission, 2006. – 44 p.

28. Grid 2030: A National Version for Electricity's Second 100 Years. – Office of Electric Transmission and Distribution United State Department of Energy, July 2003.

29. Lachsetal W.R. Power system control in the next century // IEEE Transmission on Power Systems. – 1996. – № 1. – Vol. II.

30. The National Energy Technology Laboratory: A vision for the Modern Grid, March 2007.

31. Smart Power Grids – Talking about a Revolution // IEEE Emerging Technology portal, 2009.

32. World Energy Outlook 2009. – International Energy Agency (IEA), Paris, 2009.

Надійшла 19.10.2010

О.Ф.Буткевич, докт.техн.наук, **А.В.Левконюк** (Інститут електродинаміки НАН України, Київ),
Є.В.Зорін, В.С.Буланая (ДП “Національна енергетична компанія “Укренерго”, Київ)

ПРО ВИКОРИСТАННЯ СИНХРОНІЗОВАНИХ ВИМІРІВ КУТІВ НАПРУГИ З ОБ’ЄКТІВ ОЕС УКРАЇНИ ПРИ ВИЗНАЧЕННІ ДОПУСТИМОСТІ ЇЇ ПОТОЧНИХ РЕЖИМІВ ЗА ЗАПАСАМИ СТАТИЧНОЇ СТІЙКОСТІ

Показано доцільність використання в центрі диспетчерського керування Об’єднаної енергосистеми (ОЕС) України синхронізованих за супутниковими сигналами єдиного часу високоточних вимірів складових векторів напруги (модулів та кутів), що надходять з електростанцій та підстанцій ОЕС України від електровимірювальних реєструючих пристроїв “Регіна-Ч”, для контролю її поточних режимів за запасами статичної стійкості. Результати виконаних досліджень дають підстави для внесення відповідних доповнень до чинних ГКД 34.20.575-2002. “Стійкість енергосистем. Керівні вказівки”.

Показана целесообразность использования в центре диспетчерского управления Объединенной энергосистемы (ОЭС) Украины синхронизированных по спутниковым сигналам единого времени высокоточных измерений составляющих векторов напряжения (модулей и углов), получаемых с электростанций и подстанций ОЭС Украины от электроизмерительных регистрирующих устройств “Регіна-Ч”, для контроля ее текущих режимов по запасам статической устойчивости. Результаты выполненных исследований дают основания для внесения соответствующих дополнений к действующим ГКД 34.20.575-2002. “Стійкість енергосистем. Керівні вказівки”.

Забезпечення стійкості функціонування є однією з основних вимог, які є визначальними під час проектування та експлуатації більшості технічних систем, не кажучи вже про електроенергетичні системи (ЕЕС). Вимога забезпечення стійкості режимів функціонування ЕЕС проходить червоною ниткою практично через усі етапи їхнього планування та реалізації, на кожному з яких мають справу з різною за точністю інформацією, що зумовлює використання і відповідних моделей ЕЕС.

Порушення стійкості режимів ЕЕС може відбуватися з різних причин і мати різний характер (різні форми). Цим питанням присвячено багато публікацій, серед яких доречно виділити [17], де різновидам процесів порушення стійкості ЕЕС дано відповідні визначення та класифікацію, які, певною мірою, є розвитком попередніх аналогічних праць, наприклад, [16]. Однак на практиці під час аналізу стійкості режимів ЕЕС традиційно використовують дещо спрощений в аспекті зазначеної класифікації підхід, який, водночас, є і певною мірою узагальнюючим. Залежно від величини збурень режиму розрізняють *статичну* та *динамічну* стійкість ЕЕС (принагідно зазначимо, що в [17] використовується дещо інша термінологія, і прикметники *статичний* та *динамічний* стосуються *аналізу безпеки* ЕЕС, а не стійкості ЕЕС, хоча стійкість ЕЕС можна розглядати в аспекті *режимної* складової *енергетичної безпеки* держави [1]). Будь-який фізично існуючий усталений (а фактично – завжди *квазіусталений*) режим ЕЕС повинен бути і статично стійким, оскільки під час функціонування ЕЕС виникають малі збурюючі сили, що спричиняють збурення режиму, а за таких умов статично нестійкий режим не може існувати. Тому в практичному аспекті розв’язання задачі аналізу статичної стійкості певного режиму ЕЕС (стану ЕЕС) не обмежується тільки встановленням факту “стійкий” чи “нестійкий”, а передбачає також і визначення *запасу стійкості*, який вказує на певну “відстань” (з використанням відповідної метрики), що існує між заданим та граничним за стійкістю режимом. Бажано, щоб у разі дотримання мінімально необхідних *запасів статичної стійкості* під час реалізації (ведення) режимів ЕЕС їхня статична стійкість забезпечувалася. Використання таких запасів обумовлено, як відомо, потребою урахування впливу на оцінку стійкості режимів ЕЕС (“стійкий” чи “нестійкий”) різних чинників, пов’язаних, насамперед, як з неточністю і невизначеністю частини інформації, яку використовують під час планування та аналізу стійкості режимів ЕЕС, та “нееталонністю” відповідних моделей, так і зі стохастичним характером змін окремих режимних параметрів, зокрема потужності навантаження у вузлах ЕЕС, що мають місце під час реалізації режимів. Введенням міні-

мально необхідних *запасів статичної стійкості* намагаються компенсувати впливи зазначених вище чинників на результати оцінки статичної стійкості режимів ЕЕС.

Різні спроби урахування впливу частини вищезазначених чинників для мінімізації необхідних запасів статичної стійкості вже робилися близько чотирьох десятиліть тому, наприклад, у [6,7], і продовжуються в наш час, наприклад, у [19]. Про певну еволюцію вимог та рекомендацій стосовно особливостей визначення запасів стійкості ЕЕС свідчать і зміни, що їх зазнавали *керівні вказівки* [8, 9], однак “метрика”, з використанням якої відбувається оцінювання допустимості поточного режиму, залишилася незмінною.

Згідно з чинними “*Керівними вказівками*” [4], запас статичної стійкості характеризується коефіцієнтами запасу з активної потужності в перетинах ЕЕС та коефіцієнтами запасу з напруги у вузлах навантаження. Зазначені режимні параметри і відповідні коефіцієнти запасу є досить інформативними і, певною мірою, мають узагальнюючий характер, оскільки дозволяють оперативно-диспетчерському персоналу контролювати “віддаленість” (певну “дистанцію”) режиму ЕЕС від границі аперіодичної стійкості ЕЕС незалежно від причин, які можуть призводити до зменшення такої “дистанції” і викликати порушення стійкості ЕЕС. Коефіцієнти запасу статичної стійкості з активної потужності у контрольованих перетинах (K_p) та коефіцієнти запасу статичної стійкості з напруги у вузлах навантаження (K_u) нормуються і визначаються за формулами [4]

$$K_p = (P_{сп.} - P - \Delta P) / P, \quad (1)$$

$$K_u = (U - U_k) / U, \quad (2)$$

де P – значення сумарного перетоку активної потужності в контрольованому перетині за конкретного режиму, а $P_{сп.}$ та ΔP – відповідно значення перетоку активної потужності в граничному за статичною стійкістю режимі в даному перетині та амплітуда нерегулярних коливань активної потужності в цьому самому перетині; U – значення напруги у вузлі за конкретного режиму, а U_k – критичне значення напруги у даному вузлі (нижче якого відбувається порушення статичної стійкості двигунів).

Згідно з “*Керівними вказівками*” [4], коефіцієнти запасу K_p повинні бути не менше, ніж 0,2 для нормальних та 0,08 – для післяаварійних режимів, а щодо коефіцієнтів K_u , то під час їхнього визначення для вузлів з напругою від 110 кВ рекомендується як U_k використовувати більше із двох значень – $0,7U_{ном}$ та $0,75U_{ном}$, де $U_{ном}$ та $U_{ном}$ – відповідно номінальне значення напруги та значення напруги в даному вузлі за нормального режиму функціонування ЕЕС (у разі наявності у вузлі синхронних двигунів, що працюють з відімкненими автоматичними регуляторами збудження, значення U_k рекомендується задавати від $0,85U_{ном}$ до $0,9U_{ном}$).

Звернімо увагу на те, що зазначені документи [4] мають не лише “директивний”, але і рекомендаційний характер, надаючи певні “ступені свободи” у їхньому застосуванні. Наприклад, ними передбачено як використання напруги будь-яких вузлів (об’єктів ЕЕС) для контролю нормативних запасів з напруги, через визначення U_k за результатами розрахунків режимів функціонування ЕЕС, так і використання (як правило) значень перетоків активної потужності “*для контролю за дотриманням нормативних запасів статичної стійкості*” [4, п. 7.2.5] (до цього пункту зазначених документів ми згодом повернемося).

Керуючися нормативними значеннями коефіцієнтів запасу K_p , для кожного контрольованого перетину ЕЕС визначають (*off-line*) максимально допустимі перетоки активної потужності ($P_{м.д.}$). Оскільки для кожного такого перетину ЕЕС існує певна кількість можливих за реальних умов функціонування ЕЕС способів обважніння режиму (траєкторій обважніння), то як $P_{м.д.}$ використовують найменше із одержаних за різними траєкторіями обважніння значення максимально допустимого перетоку активної потужності (йому відповідає і найменше значення $P_{сп.}$)

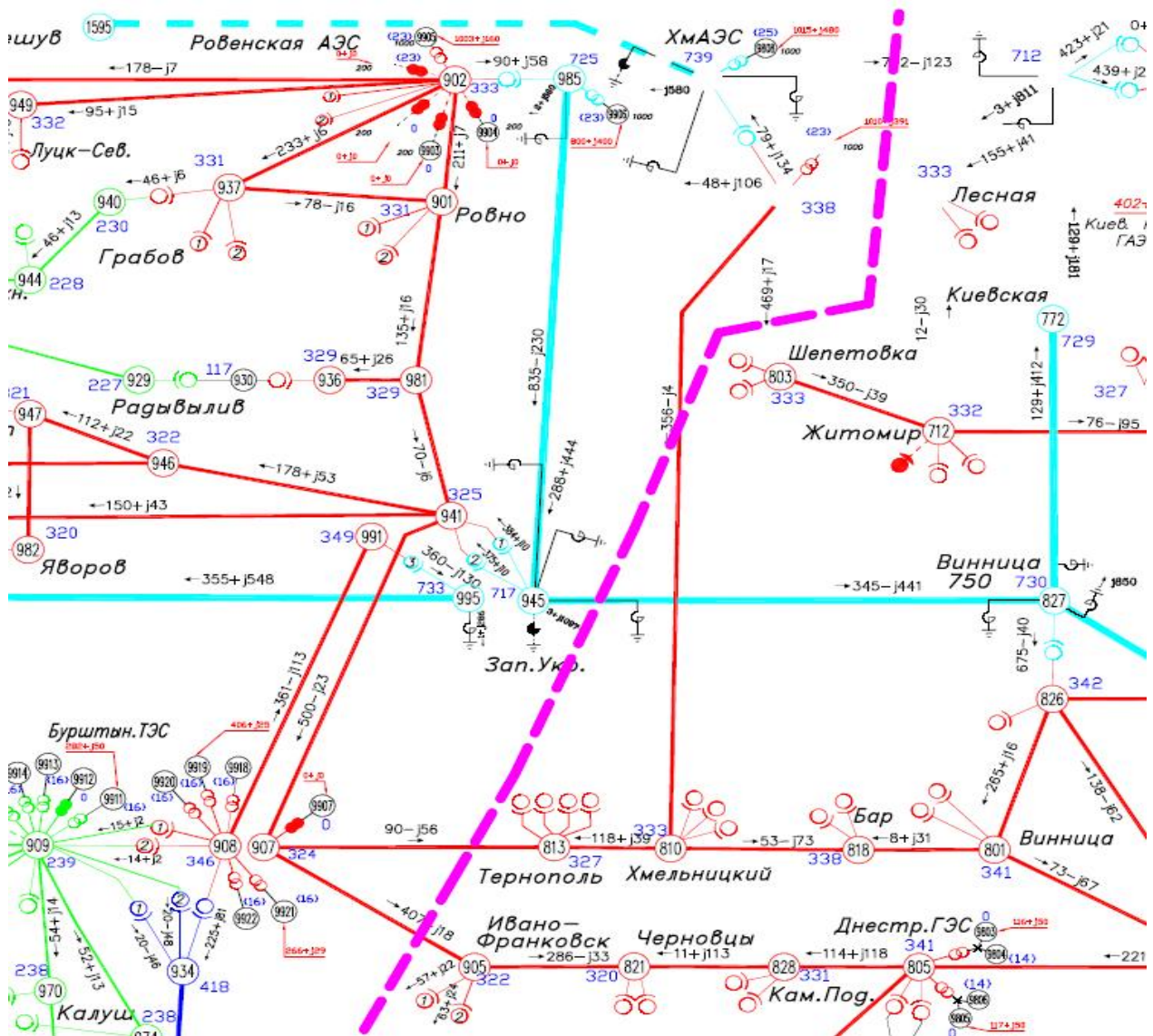
$$P_{м.д.} = \min \{P_{м.д.j}, j = \overline{1, q}\}, \quad (3)$$

де $P_{м.д.j} = (P_{сп.j} - \Delta P) / (1 + K_p)$ – значення максимально допустимого перетоку активної потужності, визначене для контрольованого перетину у j -й спосіб обважніння режиму; q – кількість усіх можливих для даного перетину ЕЕС траєкторій обважніння режиму; $P_{сп.j}$ – значення перетоку активної потужності у даному перетині в граничному за статичною стійкістю режимі, досягнуте за j -го способу обважніння режиму.

Отже, щоб дотримуватися нормативного значення K_P (1) для певного контрольованого перетину за будь-якого режиму ЕЕС, оперативно-диспетчерський персонал повинен керуватися значенням $P_{м.д.}$ (3) і забезпечувати виконання умови

$$P \leq P_{м.д.} \quad (4)$$

Контроль з боку диспетчера за виконанням умови (4) є практичним способом контролю за дотриманням нормативних запасів статичної аперіодичної стійкості поточних режимів ЕЕС, що відповідає п. 7.2.5 [4]. Поточні режими ЕЕС, під час ведення яких виконується умова (4) для усіх контрольованих перетинів, можна класифікувати в аспекті статичної аперіодичної стійкості ЕЕС як *допустимі*. І хоч контроль за дотриманням нормативного значення K_U (2) є важливим як в аспекті збереження “локальної” стійкості вузлів навантаження, значну частину якого становлять двигуни, так і в аспекті збереження статичної стійкості ЕЕС, окремі фрагменти (райони) яких є дефіцитними за реактивною потужністю, однак у більшості випадків (як правило—[4, п. 7.2.5]) контроль виконання умови (4) є домінуючим, не дивлячись на складність у топологічному аспекті окремих перетинів Об’єднаної енергосистеми (ОЕС) України, наприклад, перетину “Захід-Вінниця” (на рисунку представлено фрагмент схеми основної електричної мережі ОЕС України, де пунктирна лінія проходить через елементи зазначеного перетину).



“Одновимірний” критерій (4) використовують і у разі взаємно “пов’язаних” перетинів ЕЕС (ОЕС), враховуючи, що максимальне допустиме значення перетоку активної потужності у кожному з таких перетинів залежить від значень перетоків потужності в інших перетинах. Певна “грубість”

такого оцінювання *допустимості* режимів під час їх ведення очевидна і пов'язана з використанням в усіх випадках найменшого із одержаних за різними траєкторіями об'єкту значення максимально допустимого перетоку активної потужності, що може призводити до недовикористання пропускної спроможності перетинів, оскільки фактичні запаси статичної стійкості виявлятимуться надлишковими. З іншого боку, орієнтація в усіх випадках на гіпотетичний "сценарій" зміни поточного режиму, за якого він "найкоротшим шляхом" зможе трансформуватися у граничний за стійкістю, нібито, у разі виконання умови (4), дає певні гарантії збереження статичної стійкості будь-якого поточного режиму, тим самим виправдовуючи зазначену "грубість". Однак, крім зазначеної "грубість", слід звернути увагу на питання *надійності реалізації* критерію (4), використання якого потребує надійного надходження в центр диспетчерського керування ОЕС телевимірів перетоків активної потужності в елементах (зазвичай, у лініях електропередачі) контрольованого перетину: у разі відмови трафіка надходження зазначеної інформації, що стосується принаймні одного з елементів перетину, поточне значення сумарного перетоку активної потужності в перетині стає невизначеним (на практиці, щоб "компенсувати" втрату інформації, використовують ретроспективні значення режимних параметрів замість втрачених, але похибка визначення сумарного перетоку активної потужності, викликана таким використанням, залежатиме як від завантаження відповідного елемента перетину, так і від "динаміки" перетоків потужності, і може бути суттєвою).

За нових економічних умов задача адекватності оцінювання допустимості поточних режимів в аспекті забезпечення їхньої статичної стійкості набуває особливої актуальності, оскільки обмеження величини перетоків активної потужності в перетинах ОЕС є тим чинником, який може істотно впливати як на розташування резервів активної потужності, так і на ціноутворення на ринку електроенергії (у разі розвинутого ринку). Очевидно, що, беручи до уваги "історію" розв'язання цієї задачі, досягти удосконалення зазначеного оцінювання можна лише на базі використання нових підходів та можливостей, що їх надають інформаційні технології та сучасні засоби обчислювальної техніки.

Завдяки впровадженню електровимірювальних реєструючих приладів (ЕВРП) вітчизняного виробництва "Регіна-Ч", на базі яких створено першу чергу сучасної системи моніторингу перехідних режимів ОЕС України [10], з'явилася можливість по-новому підійти до розв'язання задачі визначення допустимості її *поточних* режимів за запасами статичної стійкості [11,12].

Нагадаємо, що зазначені ЕВРП є базовими елементами об'єктного рівня системи моніторингу перехідних режимів, які забезпечують високоточне і синхронізоване за супутниковими сигналами точного часу вимірювання режимних параметрів на об'єктах ОЕС України, насамперед вимірювання складових векторів напруги (модулів та відповідних кутів), і передачу опрацьованих результатів зазначених вимірювань на вищі рівні ієрархії оперативно-диспетчерського керування ОЕС. Така інформація, разом з синхронізовано зареєстрованими дискретними сигналами (сигналами індикації стану обладнання та функціонування пристроїв релейного захисту і автоматики), дозволяє на якісно новому рівні забезпечити розв'язання задач оперативного та автоматичного керування, аналізу процесів та верифікації моделей "динаміки" ОЕС.

Розглянемо два принципово різних підходи до розв'язання задачі оцінювання допустимості поточних режимів ОЕС за запасами статичної стійкості, реалізація кожного з яких потребує забезпечення різних технічних умов.

Перший підхід передбачає перенесення основного обчислювального навантаження з *off-line* в *on-line* режим. Можливі два варіанти його реалізації, що відрізняються оцінкою досягнення *граничного за статичною аперіодичною стійкістю* режиму. Перший варіант полягає у тому, що, використовуючи відповідні програмні засоби для обчислення в режимі реального (а фактично – квазі-реального) часу запасів з активної потужності в контрольованих перетинах та з напруги у вузлах ОЕС, визначають за різними, гіпотетично можливими за поточних умов, траєкторіями об'єкту режиму "дистанцію" до граничного *за умовами існування* (фактично – за збіжністю ітераційного процесу розрахунку) режиму. Слід підкреслити, що граничний *за умовами існування* та граничний *за статичною аперіодичною стійкістю* режими близькі, але не тотожні: порушення статичної аперіодичної стійкості може виникати раніше від досягнення граничного *за умовами існування* режиму. Другий варіант реалізації, на відміну від першого, передбачає обчислення критерію статичної стійкості ОЕС. Наприклад, можна обчислювати власні числа характеристичної матриці ОЕС, що відповідає запису системи лінеаризованих рівнянь збуреного руху ОЕС у формі Коші (математична модель ОЕС, яку можна використовувати для розрахунку критерію статичної стійкості) [2]. Обчислення власних чисел зазначеної матриці дозволяє одержувати формально строгішу і, одночасно, універ-

сальнішу (оскільки зникає залежність від траєкторії) оцінку *статичної стійкості* поточного режиму ОЕС у вигляді *ступеня стійкості* (який теж вказує на “дистанцію”, що існує між поточним режимом та межею його стійкості і вимірюється в $[c^{-1}]$). Оскільки *ступінь стійкості* – це абсолютна величина дійсного або дійсної частини комплексного власного числа характеристичної матриці ОЕС, яке є найближчим до уявної осі комплексної площини, то, у разі оцінки *статичної аперіодичної стійкості* режиму ОЕС, потрібно брати до уваги дійсне власне число. Слід зазначити, що розрахунок критерію статичної стійкості будь-яким методом дозволяє більш строго визначити граничний за статичною аперіодичною стійкістю режим ОЕС, тому ніяких перешкод і для визначення запасів з активної потужності в контрольованих перетинах ОЕС немає. Реалізація такого варіанту можлива, однак існують певні труднощі, пов’язані як з одержанням інформації, необхідної для формування характеристичної матриці ОЕС, так і з забезпеченням необхідної швидкодії виконання усіх обчислень у режимі *on-line*. Відправною ж точкою для реалізації кожного із зазначених варіантів є результати розв’язання задачі оцінювання стану ОЕС.

Другий підхід базується на статистичній теорії навчання [20]. Його принципова відмінність від першого полягає у тому, що для оцінювання допустимості поточних режимів передбачається використання в контурі оперативного керування ОЕС України моделей, навчених (*off-line*) розпізнаванню режимів ОЕС за певними *ознаками* та встановленню їхньої належності до одного із *класів допустимості* (*допустимих та недопустимих режимів*)

$$Y = F_i^{(r)}(X_i), \quad i = \overline{1, m_r}, \quad (5)$$

де X_i – вектор режимних параметрів, що подається з певною періодичністю на вхід i -ї моделі $F_i^{(r)}(\cdot)$, яка стосується r -го контрольованого перетину ОЕС; Y – “вихід” моделі (її “реакція” на вхідний вектор X_i), значення якого вказує на належність режиму до певного *класу допустимості*. Зазвичай такі моделі одержують на нейромережевому базисі у вигляді відповідно навчених штучних нейронних мереж.

Удосконаленням засобів розв’язання задачі контролю допустимості поточних режимів ОЕС займаються перманентно, а з використанням методів та засобів штучного інтелекту – протягом останніх двох десятиліть, наприклад, [13,18]. З появою можливості одержання синхронізованих вимірів складових векторів напруги (кутів та модулів) з об’єктів ОЕС з’явилися спроби використання кутів напруги для контролю за станом перетинів енергооб’єднань [15]. Однак така інформація може ефективно використовуватися і в моделях (5) класифікації режимів ОЕС за запасами статичної стійкості. Результати виконаних досліджень [3,11,14] свідчать, що для побудови таких моделей, орієнтованих на застосування в контурі оперативно-диспетчерського керування ОЕС, можна використовувати алгоритми з багаторядною перцептроноподібною структурою, які реалізують метод групового урахування аргументів [5].

Зв’язок між вхідними (X) та вихідними (Y) змінними такої моделі подається у вигляді поліному Колмогорова-Габора, остаточною структурою якого встановлюється в результаті побудови моделі класифікації режимів ОЕС,

$$Y = a_0 + \sum_{i=1}^M a_i x_i + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M a_{ij} x_i x_j + \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^M \sum_{k=1}^M a_{ijk} x_i x_j x_k + \dots, \quad (6)$$

де $A(a_0, a_1, \dots, a_{ij}, \dots, a_{ijk}, \dots)$ – вектор коефіцієнтів, що підлягають визначенню.

Процес побудови-навчання моделей $F_i(X_i)$ потребує попередньо підготовлених вибірок даних (навчальної та перевіркової) $S = \{(Z_j, V_j)\}_{j=1}^M$, кожний j -й вектор режимних параметрів яких (Z_j) є представником певного режиму (до складу такого вектора попередньо відбираються складові тих векторів напруги, які гіпотетично можуть бути інформативними в аспекті визначення допустимості режимів за запасами статичної стійкості). Що ж стосується складових V_j ($j = \overline{1, M}$) кожної j -ї точки вибірки даних S , то її значення $V_j \in \{+1, -1\}$ залежить від того, до якого із двох класів належить режим. В результаті побудови моделі $F_i(X_i)$ остаточно визначається і склад її вхідного вектора X_i : в процесі побудови моделі початкова кількість *претендентів* (елементів вектора Z) зменшується, тому до складу вектора X_i входить лише певна частина елементів вектора Z (разом із визна-

ченням складу вектора X_i відбувається визначення і об'єктів, яким “належать” відповідні елементи цього вектора, що враховується при визначенні місць розташування ЕВРП “Регіна-Ч”). Під час “функціонування” побудованої моделі $F_i(\cdot)$ її “вихід” (Y_i) може набувати значень, відмінних від ± 1 , наприклад, $Y_i = \{0 + \vartheta\}$ або $Y_i = \{0 - \vartheta\}$, де ϑ – дійсне число. Тому належність режиму до певного класу допустимості фактично визначається за $\text{sign}(Y_i)$. У разі розбиття простору суттєвих ознак режимів на більшу кількість класів, наприклад, m (кожен з яких відповідає режимам з різним запасом стійкості), доцільно мати відповідну кількість $(m-1)$ аналогічних моделей.

Важливою складовою процесу побудови та дослідження моделей класифікації поточних режимів ОЕС України за запасами статичної аперіодичної стійкості є підготовка вибірок, з використанням яких можна побудувати моделі та з'ясувати питання впливу різних схемно-режимних чинників на спроможність моделей правильно класифікувати поточні режими. Слід підкреслити, що для формування зазначених вибірок доцільно використовувати також наявні результати розрахунків режимів ОЕС (значення режимних параметрів, одержаних на кроках обважніння режимів у контрольованих перетинах за різними траєкторіями): такі розрахунки завжди виконують для підготовки інструкцій диспетчерському персоналу, зокрема і для визначення $P_{m.o.}$ (3) для різних контрольованих перетинів ОЕС України.

Беручи до уваги визначальний вплив структури будь-якого контрольованого перетину ОЕС та топологічних змін в “оточуючій” його електричній мережі на запаси статичної стійкості ОЕС (запаси з активної потужності в перетині), було сформовано різні варіанти базових вибірок для перетину “Захід-Вінниця” (рисунок), інформацію щодо особливостей яких наведено в таблиці, де використано скорочені найменування: ХАЕС, РАЕС – відповідно Хмельницька та Ровенська АЕС; БуТЕС – Бурштинська ТЕС; ПС – електрична підстанція; ЗУ – Західноукраїнська; АТ – автотрансформатор; ЛЕП – лінія електропередачі; ТПР – трансформатор поперечного регулювання; ШР – шунтуючий реактор.

З використанням підготовлених вибірок (таблиця), що відтворюють характерні схемно-режимні умови функціонування ОЕС України (до складу вектора Z таких вибірок входило 42 відібраних режимних параметри – складових векторів напруги різних об'єктів ОЕС України), побудовано та перевірено різні (як за значенням критерію регулярності, так і за складом елементів вектора X) моделі оцінювання допустимості режимів за запасами з активної потужності для перетину “Захід-Вінниця” (хоч обмеження перетоків активної потужності у цьому перетині і визначаються умовою збереження динамічної, а не статичної стійкості режимів ОЕС України, проте цей перетин є “цікавим” в аспекті можливостей різнобічного дослідження зазначених моделей).

Порядок побудованих поліномів-моделей (6) оптимальної складності дорівнював шести.

Аналіз результатів побудови та тестування зазначених моделей з використанням різних за складом вибірок підтвердив високу інформативність кутів напруги у разі їхнього використання у складі вхідного вектора X , а також виявив потребу побудови *структурно-орієнтованих* моделей – залежно від характеру можливих топологічних змін в контрольованому перетині та “оточуючій” його електричній мережі: саме істотні структурні зміни зумовлюють потребу використання різних моделей, побудованих (навчених) на різних “узагальнюючих” варіантах вибірок.

Результати тестування побудованих моделей з використанням у різних поєднаннях підготовлених вибірок (таблиця) показали, що у разі окремого використання вибірок 1, 2, 3 та 4 моделі не припускалися помилок під час класифікації режимів ОЕС України, у разі ж спільного використання першої та другої (1+2) вибірок моделі припускалися помилок класифікації у 0,56% випадків, а у разі спільного використання вибірок 1+2+3 та 1+2+3+4 моделі припускалися помилок відповідно у 2,05% та 3,22% випадків.

Помилки класифікації режимів з використанням таких моделей виникали переважно у випадках, коли режими знаходилися на “відстані” (в матриці *активної потужності*) від границі допустимості режиму, яка порівнянна з величиною кроку обважніння режиму, а точніше – з величиною кроку формування навчальної вибірки. Тому один із шляхів скорочення кількості помилок класифікації режимів з використанням таких моделей – це зменшення величини кроку формування навчальної вибірки в околі границі допустимості режимів [3].

Порядкові номери серій розрахунків з обважніння режимів у перетині “Захід-Вінниця”	Схемно-режимні особливості	Номери вибірок
<i>Нормальна схема електричної мережі ОЕС України</i>		
1-11	Нормальна схема	1
210-220	Відключення блоку №1 ХАЕС	1
321-355	Варіації положень ТПР на ПС Вінниця	1
392-395	Варіації складу ШР (на ПС ЗУ та на ПС Вінниця)	1
<i>Відключення електричних зв'язків поза перетином</i>		
251-255	Відключення АТ (на ХАЕС)	2
286-290	Відключення ЛЕП РАЕС-ЗУ	2
356-360	Відключення ЛЕП ХАЕС-ЗУ	2
<i>Відключення однієї із ЛЕП перетину</i>		
11-40	Відключення (по черзі) кожної із ЛЕП перетину	3
<i>Відключення однієї ЛЕП в перетині та одного електричного зв'язку поза перетином</i>		
361-365	Відключення ЛЕП ХАЕС-ЧАЕС та ЛЕП ХАЕС-ЗУ	4
366-370	Відключення ЛЕП Вінниця-ЗУ та ЛЕП ХАЕС-ЗУ	4
371-375	Відключення ЛЕП ХАЕС-Шепетівка та ЛЕП ХАЕС-ЗУ	4
376-380	Відключення ЛЕП ХАЕС-Хмельницький та ЛЕП ХАЕС-ЗУ	4
381-385	Відключення ЛЕП БуТЕС-Ів.Франківськ та ЛЕП ХАЕС-ЗУ	4
386-390	Відключення ЛЕП БуТЕС-Тернопіль та ЛЕП ХАЕС-ЗУ	4

Результати тестування побудованих моделей (з використанням вибірок, структурні особливості яких зазначено в таблиці) також підтвердили, що використання кутів напруги у складі вхідного вектора X дозволяє моделі “реагувати” і на структурні зміни в мережі ОЕС. Беручи до уваги можливість відмову окремих елементів трафіку надходження в центр диспетчерського керування від “Регіна-Ч” інформації, що стосується окремих елементів вхідного вектора X моделі, побудованої для певного контрольованого перетину ОЕС України, доцільно для цього ж перетину “паралельно” (одночасно) використовувати (*on-line*) також моделі-дублери, які дещо відрізнятимуться від зазначеної (основної) моделі складом елементів вхідного вектора X та значенням критерію регулярності (результати виконаних досліджень підтверджують практичну можливість одержання таких моделей). Тоді, у разі втрати інформації, необхідної для “функціонування” основної моделі, завдяки “паралельному” використанню моделей-дублерів, що не мають у складі *свого* вектора X втрачених (для основної моделі) режимних параметрів, буде забезпечуватися надійність контролю допустимості режимів ОЕС України за запасами статичної стійкості.

Результати виконаних досліджень свідчать про доцільність використання в центрі диспетчерського керування ОЕС України синхронізованих вимірів складових векторів напруги (модулів та кутів) для підвищення надійності і адекватності оцінювання допустимості її поточних режимів за запасами статичної стійкості, що дає підстави для внесення до чинних галузевих керівних документів [4] відповідних доповнень, які стосуються використання якісно нової інформації – кутів векторів напруги.

1. Буткевич О.Ф., Кириленко О.В., Кузнецов В.Г., Тугай Ю.І. Один із аспектів енергетичної безпеки України // Техн. електродинаміка. Тем. випуск „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2003. – Ч. 2. – С. 100–103.
2. Буткевич О.Ф. Проблемно-орієнтований моніторинг режимів ОЕС України // Техн. електродинаміка. – 2007. – №5. – С. 39–52.

3. *Буткевич О.Ф., Левколюк А.В.* Оцінювання рівня безпеки поточних режимів ОЕС України // Техн. електродинаміка. Тем. випуск „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2007. – Ч. 1. – С. 68–73.
4. *ГКД 34.20.575-2002.* Стійкість енергосистем. Керівні вказівки. – К.: “КВІЦ”, 2002. – 48 с.
5. *Ивахненко А.Г.* Индуктивный метод самоорганизации моделей сложных систем. – К.: Наук. думка, 1982. – 296 с.
6. *Красновский А.З., Файбисович В.А.* Новые способы определения запаса статической устойчивости действующей энергосистемы // Доклады на III Всесоюз. науч.-техн. совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. – Л.: «Энергия», 1973. – С. 154–161.
7. *Китушин В.Г.* Предел передаваемой мощности и запас статической устойчивости сложных систем // Доклады на III Всесоюз. науч.-техн. совещании по устойчивости и надежности энергосистем СССР. – Л.: «Энергия», 1973. – С. 161–169.
8. *Основные положения и временные руководящие указания по определению устойчивости энергетических систем.* – М.: Энергоиздат, 1954. – 48 с.
9. *Руководящие указания по устойчивости энергосистем.* – М.: Союзтехэнерго, 1984. – 11 с.
10. *Стогній Б.С., Сопель М.Ф., Слинко В.М. та ін.* Створення технічних засобів системи моніторингу перехідних режимів енергосистем та їх метрологічне забезпечення // Праці Ін-ту електродинаміки НАН України. – 2007. – № 1 (16). – С. 16–22.
11. *Стогній Б.С., Буткевич А.Ф., Зорин Е.В., Левколюк А.В., Чижевський В.В.* Проблемно-орієнтований моніторинг режимів енергооб’єднання // Техн. електродинаміка. – 2008. – №6. – С. 52–59.
12. *Стогній Б.С., Кириленко О.В., Буткевич О.Ф., Сопель М.Ф.* Застосування засобів моніторингу перехідних режимів в ОЕС України для розв’язання задач диспетчерського керування // Праці Інституту електродинаміки НАН України. – 2009. – Вип. 23. – С. 147–155.
13. *Aggoune M., El-Sharkawi M., Park D., Damborg M., Marks R.* Preliminary results on using artificial neural networks for security assessment // IEEE Trans. on Power Systems. – May 1991. – Vol. 6. – No 2. – Pp. 890–896.
14. *Butkevych O., Kyrylenko O.* Power system operation control based on synchronized phasor measurements // Przegląd Elektrotechniczny (Poland). ISSN 0033-2097, R. 85 NR 4/2009. – 77–79.
15. *Dobson I., Parashar M.* A cutset area concept for phasor monitoring / IEEE Power and Energy Society General Meeting, July 2010, Minneapolis, USA. – 8 p.
16. *IEEE TF Report, “Proposed terms and definitions for power system stability”* // IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems. – 1982, July, vol. PAS-101. – Pp. 1894–1897.
17. *Kundur P., Paserba J., Ajarapu V., Andersson G., Bose A., Canizares C., Hatziargyriou N., Hill D., Stancovic A., Taylor C., Cutsem T.V., Vital V.* Definition and classification of power system stability // IEEE Trans. on Power Systems. – May 2004. – Vol. 19. – No 2. – Pp. 1387–1401.
18. *McCalley J.D., Wang S., Treinen R.T., Papalexopoulos A.D., Zhao Q., Zhou G.* Security boundary visualization for systems operation // IEEE Trans. on Power Systems. – May 1997. – Vol. 12. – No. 2. – Pp. 940–947.
19. *Su C.-L., Lu C.-N.* Two-point estimate method for quantifying transfer capability uncertainty // IEEE Trans. on Power Systems. – May 2005. – Vol. 20. – No. 2 – Pp. 573–579.
20. *Vapnik V.N.* The nature of statistical learning theory. – 2nd ed. –Springer Science+Business Media, LLC, 2000. – 314 p.

Надійшла 16.09.2010

В.Е.Бондаренко докт.техн.наук, **В.В.Черкашина** (НТУ «ХПИ», Харьков), **Н.М.Черемисин**, канд.техн.наук (ХНТУСХ им. проф. П.Василенко, Харьков)

ФОРМИРОВАНИЕ ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ В УСЛОВИЯХ РЫНОЧНЫХ ОТНОШЕНИЙ И АНАЛИЗ ИХ КРИТЕРИАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

Проанализированы составляющие инвестиционных вложений в проектирование и строительство воздушных линий (ВЛ) электропередачи с учетом рыночных отношений, что позволило сформировать технико-экономические модели ВЛ электропередачи, которые могут быть использованы в предпроектной практике для выбора приоритетного направления при проектировании электросетевого объекта в условиях неполноты исходной информации. Критериальным методом проведен анализ сформированных технико-экономических моделей ВЛ электропередачи с целью выработки стратегии инвестиционных вложений для развития ВЛ электропередачи соответствующего класса напряжения.

Проаналізовано складові інвестиційних вкладень у проектування та будівництво повітряних ліній (ПЛ) електропередачі з врахуванням ринкових відносин, що дозволило сформулювати техніко-економічні моделі ПЛ електропередачі, які можуть бути використані у передпроектній практиці для вибору пріоритетного напрямку при проектуванні електромережевого об'єкта в умовах неповної вихідної інформації. Критеріальним методом проведено аналіз сформованих техніко-економічних моделей ПЛ електропередачі з метою застосування стратегії інвестиційних вкладень для розвитку ПЛ електропередачі відповідного класу напруги.

Введение. До 2020 года в Украине намечается значительный объем ввода в эксплуатацию новых электросетевых объектов, который направлен на обеспечение надежного электроснабжения потребителей, транзита мощности из избыточных районов энергосистемы в дефицитные, дальнейшего развития противоаварийного управления, связи, телемеханики, автоматизированного учета электроэнергии для реализации устойчивой и надежной работы энергосистемы Украины с энергообъединениями России и стран Европы. Переход к рыночным отношениям в корне изменил экономические и юридические отношения процесса проектирования и эксплуатации воздушных линий (ВЛ) электропередачи. Особенно это наблюдается в продолжительности реализации проектов из-за согласования с собственниками земельных участков территорий под электросетевые объекты.

Успешное решение поставленных задач возможно только при наличии современной методологии проектирования, которая может быть реализована за счет новых научных направлений и технических решений в электросетевом хозяйстве. Одним из таких направлений является разработка и внедрение новых современных методик и технических решений, направленных на обеспечение повышения экономической эффективности транспорта электрической энергии.

Постановка проблемы. Организация надежного и качественного транспорта электрической энергии в условиях рыночных отношений является одной из важных задач, которая связана с решением как технических, так и экономических вопросов. Одним из направлений решения технических вопросов повышения эффективности транспорта электрической энергии является усовершенствование конструкций ВЛ электропередачи, тесно связанное с проблемой снижения инвестиционных вложений в проектирование и строительство ВЛ электропередачи, что также отражается на эффективности транспорта электрической энергии.

Изменение форм хозяйствования естественно привели к изменению оценки эффективности транспорта электрической энергии. Рыночные отношения предполагают новые подходы при анализе инвестиционных вложений в ВЛ, что и обосновывает необходимость приведения к современным рыночным условиям моделей и методов технико-экономического обоснования предпроектного решения по сооружению ВЛ электропередачи.

Анализ последних исследований и публикаций. Актуальность и сложность данной проблемы обусловлена еще и тем, что существующий ранее подход не учитывал некоторые факторы, которые влияют на общие инвестиционные вложения в электросетевые объекты. Так, капитальные затраты на проектирование и строительство 1 км ВЛ электропередачи имели удельные нормативы на рас-

ходы для подготовки территории под объект и монтаж оборудования; затраты на строительство временных зданий и сооружений и на другие работы; стоимость проектно-исследовательских работ и резерв на непредвиденные расходы [11].

Известно, что при обработке предпроектных решений целесообразно руководствоваться системой иерархически построенных и взаимосвязанных технико-экономических моделей разных функциональных уровней. При этом оценка выбора приоритетного направления осложняется еще неполнотой исходной информации и многокритериальностью [2,4,6].

Задачи технико-экономического анализа имеют три составляющие: выбор критериев оптимальности; составление математической модели; отыскание метода реализации математической модели. В зависимости от условий задачи может быть выбран критерий оптимальности. Если ставится задача нахождения оптимальных технико-экономических связей в условиях рыночных отношений, то одним из главных критериев является минимум дисконтных затрат [5].

При построении расчетной модели ВЛ практически невозможно учесть все ее внутренние, зачастую стохастические связи, но так как информация о таких связях порой не полная и чаще всего неопределенная, формализация задачи оптимальности требует учета дополнительных критериев. В данной статье для решения подобного рода задач использован критериальный метод анализа технико-экономических моделей [1,4,5,6].

Цель статьи. Проанализировать составляющие инвестиционных вложений в проектирование и строительство ВЛ электропередачи с учетом стоимости земельных участков под электросетевой объект, что позволит сформировать технико-экономические модели ВЛ электропередачи в условиях рыночных отношений, которые могут быть использованы в предпроектной практике для выбора приоритетного направления при проектировании электросетевого объекта в условиях неполноты исходной информации. Используя критериальный метод, выполнить анализ сформированных технико-экономических моделей ВЛ электропередачи с целью выработки стратегии инвестиционных вложений для развития ВЛ электропередачи соответствующего класса напряжения.

Основные материалы исследования. В практике построения и реализации технико-экономических моделей не существует общепринятой концепции. В каждом конкретном случае построение расчетной модели и метод ее реализации тесно взаимосвязаны.

Принцип построения и реализации технико-экономической модели предусматривает совместное использование как оценочных, так и оптимизационных моделей. Для этого с помощью оптимизационной модели выбираются варианты, лежащие вблизи оптимального решения. После чего с помощью оценочной модели ведется поиск приоритетного решения из предварительно намеченных вариантов [1,5,6].

Большие трудности при решении поставленной задачи возникают при учете исходной информации, достоверность которой зачастую бывает не полной, а порой и отсутствует совсем, что и приводит к неопределенности исходной информации [4]. В этом случае целесообразно выбирать такой метод анализа, который бы это учитывал.

При анализе технико-экономических моделей ВЛ электропередачи с учетом современных рыночных отношений одним из главных критериев оптимальных технико-экономических связей является минимум дисконтных затрат [1,5]

$$Z(x) \rightarrow \min, \quad x \in X. \quad (1)$$

Технико-экономическую модель ВЛ для определения дисконтных затрат (3) в 1 км ВЛ электропередачи можно представить как

$$Z = Z_1 + Z_2 = (E + p)(a + vF) + (3I^2 \rho \tau \beta) \cdot F^{-1}, \quad (2)$$

где Z_1 – инвестиционная составляющая технико-экономической модели ВЛ; Z_2 – техническая составляющая технико-экономической модели ВЛ; E – реальная процентная ставка; p – коэффициент отчислений на амортизацию, ремонт и обслуживание линии; a – постоянная составляющая стоимости 1 км ВЛ, зависящая от типа опор, конструктивного исполнения ВЛ электропередачи, класса напряжения, денежные единицы (д.е) / км; v – коэффициент удорожания, учитывающий изменение стоимости 1 км ВЛ электропередачи в зависимости от сечения провода, нормируемого в зависимости от класса напряжения, д.е/(км·мм²); F – сечение провода, мм²; I – максимальный ток линии, А; ρ – удельное сопротивление проводникового материала, Ом·мм²/км; τ – время максимальных потерь, ч/год; β – удельная стоимость потерь электроэнергии, д.е/(кВт·ч).

В условиях рыночных отношений инвестиционная составляющая, в отличие от существующих Z_1 , включает стоимость 1 км линии, выплаты по кредитам, амортизационные отчисления, а также учитывает инфляцию. При этом для разных классов напряжения в общем виде Z_1 можно представить как

$$Z_1 = \left(\frac{E_{ном} + 100}{\alpha + 100} - 1 \right) \left(1 + \left[\left(\frac{E_{ном} + 100}{\alpha + 100} \right)^{T_{сн}} - 1 \right] \right) K_i, \quad (3)$$

где $E_{ном}$ – номинальная процентная банковская ставка, %; α – темп инфляции; $T_{сн}$ – нормативный срок службы оборудования, год; K_i – стоимость 1 км ВЛ i -го класса напряжения, д.е./км [5].

Стоимость ВЛ электропередачи разного класса напряжения зависит от конструктивного исполнения объекта и состоит из базисных показателей стоимости ВЛ (без НДС), которые учитывают все расходы производственного назначения и соответствуют средним условиям строительства. Для получения стоимости 1 км ВЛ электропередачи к базисным показателям прилагаются также затраты на строительство временных зданий и сооружений; стоимость проектно-исследовательских работ и авторского надзора, расходы на другие работы [7].

Поскольку переход к рыночным отношениям обусловил наличие частной собственности, то одним из существенных факторов, который влияет на стоимость ВЛ электропередачи, являются расходы на отвод земельного участка под электросетевой объект. А поскольку ВЛ электропередачи занимают протяженную территорию [3], то в силу сложности учета стоимости отдельных участков ВЛ электропередачи целесообразно в первом приближении принять среднее значение стоимости земельных ресурсов в Украине [12]. Стоимость отвода земельного участка для ВЛ электропередачи принимается с учетом класса напряжения ВЛ, конструктивного исполнения объекта, расчетных значений площади отчуждения под опоры ВЛ, размеров трассы ВЛ, оценочной стоимости земли и учитывает особенности местности, по которой проходит трасса ВЛ электропередачи [8,10,12].

В табл. 1 приведены средние значения составляющих в стоимости 1 км ВЛ разных классов напряжения, %.

Таблица 1

Назначение расходов	Напряжение, кВ		
	110	330	750
Базисный показатель стоимости	78	81	83
Затраты на строительство временных зданий и сооружений	2,5	2,5	3,0
Стоимость проектно-исследовательских работ и авторского надзора	7,5	7,5	8,0
Прочие работы и затраты	3,0	3,0	3,0
Затраты на отвод земельного участка (усредненное значение)	9	6	3

Для определения затрат на отвод земельного участка для 1 км ВЛ электропередачи разных классов напряжения и различного конструктивного исполнения были приняты средние условия строительства, то есть не учитывались осложнения обстоятельств (лесные массивы, горная местность). Причем, как видно из табл. 1, составляющая стоимости отвода земельного участка под трассу ВЛ электропередачи изменяется в зависимости от класса напряжения, и с учетом протяженности объекта [3] будет иметь разные стоимости согласно [12], что и является определяющим фактором, свидетельствующим о необходимости учета этой составляющей при анализе инвестиционных вложений в проектирование и строительство ВЛ электропередачи.

Расчеты составляющих инвестиционных вложений (стоимостные показатели) в 1 км ВЛ электропередачи разных классов напряжения и различного конструктивного исполнения в условиях рыночных отношений были проведены в соответствии с ПУЭ Украины [8]. При этом полная стоимость 1 км ВЛ электропередачи рассчитывается с учетом коэффициента инфляции на конец года, а также учитывает резерв на непредвиденные расходы [7,9,11].

Стоимость 1 км (тыс.дол./км) ВЛ электропередачи разных классов напряжения и различного конструктивного исполнения с учетом типа опор и всех составляющих, входящих в полную стоимость объекта, представлены в табл. 2.

Как видно из табл. 2, стоимость 1 км ВЛ электропередачи зависит от ряда факторов, которые в той или иной степени влияют на полную стоимость электросетевого объекта. Весомую долю этого влияния составляет как конструктивное исполнение, так и стоимость отвода земельного участка под

ВЛ электропередачи.

Известно, что составляющая инвестиционных вложений в 1 км ВЛ электропередачи, которые входят в технико-экономическую модель ВЛ (2), учитывает стоимость отвода земельного участка под трассу ВЛ, описывается линейным двучленом вида

$$K = a + \nu F. \quad (4)$$

Таблица 2

U, кВ	Сечение провода, мм ²	Кол-во цепей	Базисная стоимость		Стоимость без учета отвода земельного участка		Стоимость с учетом отвода земельного участка		Полная стоимость 1 км ВЛ	
			Стальные опоры	ж/б опоры	Стальные опоры	ж/б опоры	Стальные опоры	ж/б опоры	Стальные опоры	ж/б опоры
110	120	1	47.72	38.64	53.93	43.66	58.74	48.47	70.93	58.53
		2	72.27	52.27	81.66	59.10	87.47	63.10	104.40	76.20
	240	1	53.18	43.18	60.10	48.79	64.91	53.60	78.38	64.74
		2	81.59	75.0	92.20	84.74	97.0	89.55	117.15	108.10
330	2x300	1	90.68	85.45	102.47	96.60	108.87	103.0	131.46	124.37
		2	141.59	-	159.99	-	167.07	-	201.73	-
	2x400	1	101.82	91.36	115.06	103.2	121.46	109.6	146.70	132.36
		2	166.36	-	187.99	-	194.39	-	234.73	-
750	5x300	1	258.39	-	294.57	-	304.17	-	367.29	-
	5x400	1	279.41	-	318.52	-	328.12	-	396.21	-

Аппроксимация стоимостных показателей линейным двучленом предполагает наличие постоянной составляющей в технико-экономической модели ВЛ электропередачи. В зависимости от поставленной задачи доля участия постоянной составляющей функции цели может быть различной. В некоторых задачах она составляет всего несколько процентов от общего значения функции, принятой за 100%, а большая часть приходится на переменную часть. В целом ряде других задач она составляет большую часть функции цели, тогда оптимизация только переменной составляющей не оправдывает себя.

Таким образом, для корректной постановки задачи и проведения ее технико-экономического обоснования целесообразно заменить существующие модели (4) моделями, которые не содержат постоянной составляющей в явном виде.

Один из путей перехода от существующих технико-экономических моделей ВЛ к современным технико-экономическим моделям возможен при замене части модели аппроксимированным выражением с достаточной степенью точности, причем в эту часть модели должна войти постоянная составляющая. Аппроксимация как отдельных составляющих, так и целых выражений, входящих в функцию, производится на множестве $D=(x_i, x_j, x_{\min} \leq x_j \leq x_{\max})$, где x – действительные числа. Совокупность действительных точек в заданном множестве можно заменить совокупностью точек, лежащих на прямой, что не устраивает по соображениям появления постоянной составляющей, или совокупностью точек, лежащих на кривой, имеющей постоянную составляющую в неявном виде на данном множестве [1,2,6].

Следовательно, для формирования современной технико-экономической модели ВЛ электропередачи составляющую инвестиционных вложений в 1 км ВЛ электропередачи (2) необходимо заменить нелинейным аппроксимирующим выражением вида

$$K_i = a_i F^{\nu_i}. \quad (5)$$

Для определения коэффициентов a_i и ν_i в выражении (5) были использованы стоимостные показатели ВЛ электропередачи для классов напряжений 110–750 кВ включительно.

Для каждого класса напряжения, конструктивного исполнения ВЛ и типа опор были получены значения коэффициентов a_i и ν_i . Для оптимизации расчетной модели ВЛ электропередачи значение показателя степени ν_i усредняется и заменяется значением показателя степени $\tilde{\nu}$ для разных классов напряжения и определяется совокупностью значений ν_i , принадлежащих своему классу напряжения. Исходя из этого значение обобщающих коэффициентов $\tilde{\nu}$ составляет: для 110 кВ – 0,24; для 330 кВ – 0,37; для 750 кВ – 0,26.

Значения $\tilde{\epsilon}$ были получены без учета вероятности появления ВЛ электропередачи представленного конструктивного исполнения, класса напряжения и типа опор. На данном этапе, во-первых, нет таких статистических данных, а во-вторых, это не входило в задачу построения расчетной модели ВЛ электропередачи с определенной степенью точности. Для более точного определения значений $\tilde{\epsilon}$ необходим углубленный анализ нормативных показателей с учетом долевого участия значения показателей степени, соответствующего расчетному варианту по конструктивному исполнению ВЛ электропередачи, типу опор и классу напряжения.

Исходя из представленного выше, аппроксимирующее выражение (5), которое входит в инвестиционную составляющую технико-экономической модели ВЛ электропередачи, можно записать в зависимости от класса напряжения: $K_{110} = a_i F^{\tilde{\epsilon}_{110}}$; $K_{330} = a_j F^{\tilde{\epsilon}_{330}}$; $K_{750} = a_k F^{\tilde{\epsilon}_{750}}$.

Тогда инвестиционную составляющую технико-экономической модели ВЛ электропередачи (2), (д.е.), в общем виде можно представить как

$$Z_1 = (A-1) \left(1 + [A^{T_{ca}} - 1]^{-1} \right) a_i F^{\tilde{\epsilon}_i}, \quad (6)$$

где $A = (E_{ном} + 100) / (\alpha + 100)$.

Полученная инвестиционная составляющая технико-экономической модели ВЛ носит приближенный характер, зависящий от заданной степени точности модели, совокупности действительных точек и учитывает стоимость отвода земельного участка под трассу ВЛ электропередачи.

Таким образом, технико-экономические модели ВЛ электропередачи (2) различного конструктивного исполнения в условиях рыночных отношений в зависимости от класса напряжения будут иметь вид

$$Z = Z_1 + Z_2 = (A-1) \left(1 + [A^{T_{ca}} - 1]^{-1} \right) K_{110} + (3I^2 \rho \tau \beta) \cdot F^{-1}; \quad (7)$$

$$Z = Z_1 + Z_2 = (A-1) \left(1 + [A^{T_{ca}} - 1]^{-1} \right) K_{330} + (3I^2 \rho \tau \beta) \cdot F^{-1}; \quad (8)$$

$$Z = Z_1 + Z_2 = (A-1) \left(1 + [A^{T_{ca}} - 1]^{-1} \right) K_{750} + (3I^2 \rho \tau \beta) \cdot F^{-1}. \quad (9)$$

Сформированные современные технико-экономические модели ВЛ электропередачи с учетом стоимости земельных участков под электросетевой объект в общем виде представляют собой полином

$$Y_{(x)} = \sum_{i=1}^{m_1} A_i \prod_{j=1}^n x_j^{\alpha_{ij}} \rightarrow \min, \quad (10)$$

где A_i – положительные обобщенные константы, несущие детерминированный или вероятностный характер в зависимости от условий задачи и представляющие собой исходную информацию об объекте; x_j – параметры оптимизации, положительные переменные; α_{ij} – показатели степени, действительные числа; m_1 – число слагаемых в полиноме; n – число независимых параметров [1,4,5].

Для анализа такого рода задач в условиях неполноты исходной информации целесообразно использовать критериальный метод, опирающийся на теорию подобия [1,2].

Обобщенные константы A_i известны лишь приближенно, поэтому целесообразно вести исследование на критериальных моделях, имеющих вид

$$Y_{*i} = \sum_{i=1}^{n+1} \pi_i \prod_{j=1}^n x_{*j}^{\alpha_{ij}}, \quad (11)$$

где π_i – критерии подобия, определяемые как

$$\pi_i = \frac{A_i}{y_{*i}} \prod_{j=1}^n x_{*j}^{\alpha_{ij}}, \quad i = \overline{1, n+1}, \quad (12)$$

где y_{*i} – относительная величина переменной части функции.

Определение критериев подобия π_i (12) базируется на условиях ортогональности и нормировки и представляет собой систему уравнений

$$\sum_{i=1}^{m_1} \pi_i = 1, \quad \frac{dy}{dx_j} / x_j = x_{j\bar{0}} = \frac{y_{\bar{0}}}{x_{j\bar{0}}} \sum \alpha_{ij} \pi_i = 0, \quad j = \overline{1, n}. \quad (13)$$

Исходя из изложенного, сформированные технико-экономические модели (7), (8), (9) можно представить в критериальном виде

$$Z_*^{110} = \pi'_1 F_*^{\tilde{\epsilon}^{110}} + \pi'_2 F_*^{-1}; \quad (14)$$

$$Z_*^{330} = \pi''_1 F_*^{\tilde{\epsilon}^{330}} + \pi''_2 F_*^{-1}; \quad (15)$$

$$Z_*^{750} = \pi'''_1 F_*^{\tilde{\epsilon}^{750}} + \pi'''_2 F_*^{-1}, \quad (16)$$

где $\pi'_1, \pi'_2, \pi''_1, \pi''_2, \pi'''_1, \pi'''_2$ – критерии подобия для определенного класса напряжения; $\tilde{\epsilon}^{110}, \tilde{\epsilon}^{330}, \tilde{\epsilon}^{750}$ – обобщенные коэффициенты аппроксимации определенного класса напряжения.

Используя (13) для каждой модели, получим, что в условиях оптимальной стратегии ВЛ в своем классе напряжения независимо от исходной информации имеют место соотношения: для 110 кВ – $\pi'_1 = 0,81, \pi'_2 = 0,19$; для 330 кВ – $\pi''_1 = 0,73, \pi''_2 = 0,27$; для 750 кВ – $\pi'''_1 = 0,79, \pi'''_2 = 0,21$.

Полученные значения критериев подобия π_i для ВЛ электропередачи в своем классе напряжения позволяют с достаточной объективностью в оптимальном варианте планировать долю инвестиционной составляющей при технико-экономическом анализе предпроектного решения.

Выводы. Проанализированы составляющие инвестиционных вложений в проектирование и строительство ВЛ электропередачи с учетом рыночных отношений, что позволило сформировать технико-экономические модели ВЛ электропередачи, которые могут быть использованы в предпроектной практике для выбора приоритетного направления при проектировании электросетевого объекта в условиях неполноты исходной информации. Критериальным методом проведен анализ сформированных технико-экономических моделей ВЛ электропередачи с целью выработки стратегии инвестиционных вложений для развития ВЛ электропередачи соответствующего класса напряжения.

1. Астахов Ю.Н., Черемисин Н.М., Ильченко Б.М. Критериальный метод и его применение для анализа систем электроснабжения. Учебное пособие. – М.: 1986. – 45 с.
2. Будзко И.А., Астахов Ю.Н., Черемисин Н.М. Унификация воздушных линий электропередачи // Электричество. – 1982. – №2. – С. 1–8.
3. Ватагин М.Ю., Баталов А.Г., Бондаренко Ю.Н. ОЭС Украины 2007 // Энергетика та електрифікація. – 2008. – №6. – С. 3–12.
4. Веников В.А., Астахов Ю.Н., Федосеев А.А. Критериальный анализ энергетических объектов при неполной исходной информации / В кн.: Фактор неопределенности при принятии оптимальных решений в больших системах энергетики. – 1974. – Т.1. – С. 18–22.
5. Черемисин М.М., Романченко В.І. Економічні розрахунки в інженерній діяльності. Навчальний посібник. – Харків, 2006. – 167 с.
6. Черемисин Н.М., Романченко В.І. Критериальный анализ технико-экономических моделей ВЛ в условиях неполноты исходной информации / Сб. науч. трудов: Питання електрифікації сільського господарства. (50 років – ювілейний випуск). – Харьков: ХДТУСГ. – 1998. – С. 21–25.
7. ГКД 340.000.002-97. Опеление экономической эффективности капитальных вложений в энергетику. – Киев, 1997. – 54 с.
8. Правила улаштування електроустановок (ПУЕ). Главы 2.4 і 2.5. – Київ. – 2006. – 190 с.
9. Государственный комитет статистики Украины. Индексы инфляции нарастающим итогом с января 1998 года // Ценообразование в строительстве. – 2008. – №12. – 160 с.
10. ДБН В.2.5-16-99. Визначення розмірів земельних ділянок для об'єктів електричних мереж. – Київ, 1999. – 21 с.
11. Сборник нормативов удельных капитальных вложений в строительство воздушных линий электропередачи 35 – 750 кВ. Руководящие материалы / Минэнерго СССР. – 1986. – 30 с.
12. <http://dkzr.gov.ua/> Офіційний сайт Держкомітету по земельним ресурсам.

Надійшла 11.01.2010

УДК 621.316.933

В.І.Гудим, докт.техн.наук (Львівський держ. ун-т «Безпеки життєдіяльності»), **А.Я.Постолук** (ПВНДКТІ «Укрзахіденергопроект»), **Б.М.Юрків** (Львівський держ. ун-т «Безпеки життєдіяльності»)

АНАЛІЗ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ У ШЕСТИЕЛЕКТРОДНІЙ ДУГОВІЙ ЕЛЕКТРОПЕЧІ ІМПУЛЬСНОГО СТРУМУ

Для електропостачання шестиелектродної дугової сталеплавильної печі імпульсного струму сформовано математичну модель в контурних координатах, яка дозволяє здійснювати моделювання стаціонарних і перехідних процесів, та з її допомогою досліджено деякі енергетичні характеристики в симетричних режимах роботи ДСП.

Для электроснабжения шестиелектродной дуговой сталеплавильной печи импульсного тока сформировано математическую модель в контурных координатах, которая позволяет осуществлять моделирование стационарных и переходных процессов, и с ее помощью исследовано некоторые энергетические характеристики в симметричных режимах работы ДСП.

Актуальність проблеми та аналіз останніх публікацій. Останнім часом у світі широкого розповсюдження отримали потужні дугові сталеплавильні печі (ДСП) змінного та постійного струму. Ці печі виготовляють провідні західні, російські та українські виробники.

Суттєвою перевагою ДСП, наприклад, під час виробництва сталі, є можливість отримувати сплави заданих параметрів з дешевої шихти. Разом із тим ДСП мають і недоліки [1], а саме: високий рівень угару шихти, легуючих елементів та графітових електродів, високі рівні шуму та негативного впливу на паралельно працюючі електроспоживачі, локальний перегрів розплаву.

У багатьох закордонних розробках вдосконалення ДСП проводиться шляхом поєднання дугового нагріву з нагрівом джерелами тепла від згоряння газу, розчиненого в металі вуглецю та самого металу. Поєднують різні види нагріву шихти з метою економії електроенергії, графітових електропроводів та скорочення часу розплаву шихти. Результатом реалізації цієї концепції є вимушена відмова від усіх технологічних процесів, які раніше проводилися в ДСП з перенесенням їх в установку піч-ковш. Оскільки технологічні процеси плавлення металу в таких печах залежать не від дугового нагріву, а від екзотермічних реакцій, в результаті яких надходить основне тепло для плавлення металу, такі печі вже важко назвати дуговими, а шляхи їхнього вдосконалення – вдосконаленням дугових сталеплавильних печей.

Очевидним напрямком реконструкції ДСП є переведення їх на живлення постійним або імпульсним струмом, що дозволить забезпечити: працездатність печі на довгих дугах, ефективне керування технологічним процесом шляхом контролю параметрів дуги, стійкість горіння дуги, а відповідно й стабільну видачу потужності та менший вплив на систему живлення з погляду коливань і провалів напруги, експлуатаційних кидків струму та особливо несиметрії напруги і струму.

Попри переваги суттєвим недоліком ДСП постійного струму є складність процесів розриву дуг постійного струму, що призводить до виникнення значних перенапруг, які часто є руйнівними для електрообладнання, тому всі комутації здійснюються вимикачами на стороні вищої напруги пічного трансформатора, що суттєво скорочує ресурс вимикачів.

Відомі системи електропостачання ДСП постійного струму [3,6,7] передбачають встановлення одного електроду, внаслідок чого час розтоплення металу помітно зростає, причому за цей час мають місце значні втрати тепла на нагрівання бокових стінок. Другим їхнім недоліком є те, що процес нагрівання відбувається у середині ванни печі безпосередньо під електродом і є суттєво нерівномірним. Ця проблема частково була вирішена [6,7] шляхом встановлення додаткового подового електроду, що забезпечує одночасне перемішування металу в печі, але його наявність значно ускладнює конструкцію печі.

Постановка задачі. З метою часткового усунення недоліків ДСП постійного струму нами запропоновано схему багатоелектродної печі імпульсного струму, в якій розрив струму дуги можливий шляхом підняття електродів. Це дозволяє значно скоротити кількість циклів вимикань пічного агрегату під навантаженням, за рахунок чого суттєво зменшується кратність перенапруг між контактами вимикачів і, відповідно, підвищується їхній ресурс. На рис. 1 показано запропоновану систему електропостачання [5].

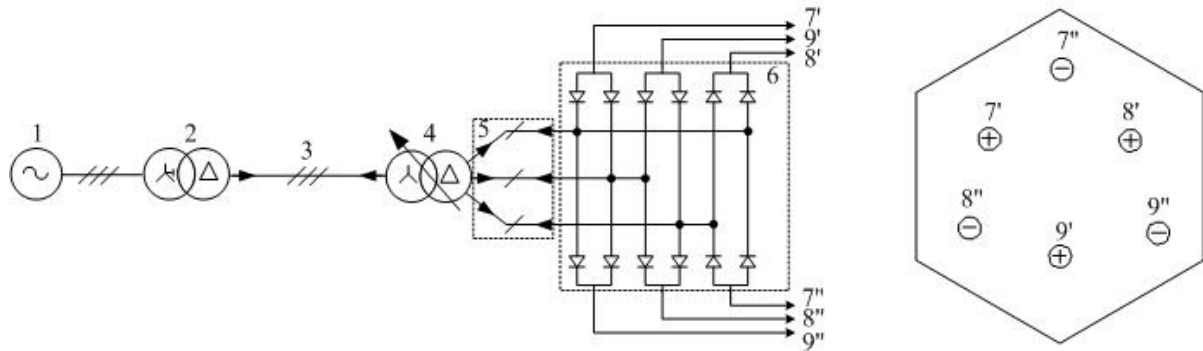


Рис. 1

Схема складається з трифазного джерела живлення – 1, системного трансформатора на 220 кВ з встановленою потужністю 125 МВА – 2, лінії електропередачі – 3, по якій здійснюється передача електроенергії від джерела до споживача, яким є трифазний пічний трансформатор напругою 35 кВ та встановленою потужністю 12,5 МВА – 4, який по лініях 5 живить однофазні мостові некеровані випрямлячі 6, до виводів яких під'єднано групу катодних (7', 8', 9') та анодних (7'', 8'', 9'') електродів, розташованих над поверхнею шихти.

Для забезпечення простоти виконання та експлуатації піч пропонуємо виконати шестикутної форми (рис. 1). Для захисту футеровки печі від перегріву пропонується електроди катодної групи (7', 8', 9'), температура яких на 25–30 % вища за температуру електродів анодної групи (7'', 8'', 9''), розташувати ближче до середини ванни печі, як це показано на рис. 1. Така схема ДСП, завдяки наявності шести рівномірно розподілених над площиною ванни печі електродів, дозволяє вирішити проблему локального перегріву розплаву, що дозволить рівномірно розігріти шихту і суттєво скоротити час розплаву металу. Крім того, запропонована шестиелектродна схема печі у порівнянні з одноелектродними печами [3,6,7] дозволяє зменшити густину струму в електродах і тим самим зменшити їхні розміри та масу, що дозволить суттєво спростити конструкцію електродних тримачів та полегшити умови роботи приводів електродів.

Задача полягає у тому, що для запропонованої вперше шестиелектродної печі імпульсного струму необхідно дослідити періодичні процеси та на їхній основі отримати енергетичні характеристики, що дозволить оцінити її вплив на систему електропостачання в симетричних режимах у сенсі якості електричної енергії (генерування вищих гармонік).

Враховуючи те, що схема системи електропостачання досліджується вперше, то отримання деяких енергетичних характеристик дослідження проведемо шляхом математичного моделювання.

Визначальним і новим елементом математичної моделі є дуги постійного струму, які впливають на перебіг електромагнітних процесів у системі електропостачання, що безперечно відрізняється від дуги змінного струму. Оскільки метою досліджень є вплив дугової печі на електромагнітні процеси в системі живлення (якість енергії) та умови стабільності горіння дуг в печі, то в даному випадку особливу увагу зосереджено на моделюванні динамічної вольтамперної характеристики такої дуги. На підставі багаточисельних експериментів та порівнянь з існуючими характеристиками за своєю суттю найбільш адекватною є характеристика дуги, що описується рівнянням

$$u(i) = 2U_m \sqrt{\left(\frac{i}{I_z} + \frac{I_z}{i}\right)} + K_d U_m \arctg\left(\frac{i}{I_z}\right), \quad (1)$$

де: U_m – максимальна напруга дуги; i – миттєве значення струму дуги; I_z – струм запалювання дуги; K_d – коефіцієнт, який залежить від енергетичних характеристик дуги.

Продиференціювавши вираз (1) за струмом дуги, отримаємо вираз динамічного опору дуги у вигляді

$$r(i) = \frac{du(i)}{di} = \frac{U_m I_z}{I_z^2 + i^2} \left(2 \frac{I_z^2 - i^2}{I_z^2 + i^2} + K_d \right).$$

Враховуючи те, що миттєве значення струму є функцією часу, напруга дуги та динамічний опір дуги також є залежними від часу.

Математичну модель трансформатора сформовано у фазних координатах без приведення до однієї ступені напруги з використанням поділу магнітного потоку на основний та потік розсіювання [4]. Використовується кусково-лінійна апроксимація характеристик намагнічування трансформатора.

Вентильні елементи моделюються їх вольтамперними характеристиками з використанням кусково-лінійної апроксимації у вигляді двох лінійних ділянок, які спряжені в точці початку координат.

Для формування математичної моделі електромагнітних кіл використано метод контурних координат (контурних струмів і контурних магнітних потоків) [4].

$$\Gamma \times \begin{vmatrix} R & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \times \Gamma_t \times \begin{vmatrix} \vec{i}_K \\ \vec{\psi}_K \end{vmatrix} + \Gamma \times \begin{vmatrix} M & K_{1,2} \\ K_{2,1} & -R_M \end{vmatrix} \times \Gamma_t \times \begin{vmatrix} \frac{d\vec{i}_K}{dt} \\ \frac{d\vec{\psi}_K}{dt} \end{vmatrix} = \Gamma \times \begin{vmatrix} \vec{u} \\ 0 \end{vmatrix},$$

де $K_{1,2}$, $K_{2,1}$ – матриця коефіцієнтів трансформації трансформаторів; Γ , Γ_t – пряма і транспонована матриці контурних з'єднань електричних і магнітних кіл схеми; M – матриця власних і взаємних індуктивностей електричних кіл схеми; R – діагональна матриця резистансів лінійних та нелінійних електричних кіл схеми; \vec{i}_K , $\vec{\psi}_K$ – вектор контурних струмів схеми і контурних поточкозчеплень трансформаторів; \vec{u} – вектор напруги віток схеми; R_M – діагональна матриця питомих (віднесених до квадрату витків первинної обмотки трансформатора) динамічних магнітних опорів магнітних кіл схеми.

З врахуванням запропонованої моделі дуги загальна математична модель з використанням неявного методу формул диференціювання назад (ФДН) [2] запишеться у вигляді:

$$\Gamma \times \begin{vmatrix} Z_{11,k+1}^{(l)} & Z_{12,k+1}^{(l)} \\ Z_{21,k+1}^{(l)} & Z_{22,k+1}^{(l)} \end{vmatrix} \times \Gamma_t \times \begin{vmatrix} \Delta \vec{i}_{K,k+1}^{(l)} \\ \Delta \vec{\psi}_{K,k+1}^{(l)} \end{vmatrix} = \Gamma \times \begin{vmatrix} Z_{11,k+1}^{(l)} & Z_{12,k+1}^{(l)} \\ Z_{21,k+1}^{(l)} & Z_{22,k+1}^{(l)} \end{vmatrix} \times \Gamma_t \times \begin{vmatrix} \vec{i}_{K,k+1}^{(l)} \\ \vec{\psi}_{K,k+1}^{(l)} \end{vmatrix} +$$

$$+ h^{-1} \times \Gamma \times \begin{vmatrix} M_{k+1}^{(l)} & K_{12} \\ K_{21} & -K_{M,k+1}^{(l)} \end{vmatrix} \times \Gamma_t \times \begin{vmatrix} \sum_{s=1}^p a_s \vec{i}_{K,k+1-s}^{(l)} \\ \sum_{s=1}^p a_s \vec{\psi}_{K,k+1-s}^{(l)} \end{vmatrix} + \Gamma \times \begin{vmatrix} \vec{u}_{p,k+1}^{(l)} - a_o^{-1} \sum_{s=1}^p a_s \vec{u}_{C,k+1-s}^{(l)} - \vec{e}_{k+1}^{(l)} \\ 0 \end{vmatrix},$$

$$\begin{vmatrix} \vec{i}_{K,k+1}^{(l+1)} \\ \vec{\psi}_{K,k+1}^{(l+1)} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \vec{i}_{K,k+1}^{(l)} \\ \vec{\psi}_{K,k+1}^{(l)} \end{vmatrix} - \begin{vmatrix} \Delta \vec{i}_{K,k+1}^{(l)} \\ \Delta \vec{\psi}_{K,k+1}^{(l)} \end{vmatrix}$$

де $Z_{11,k+1}^{(l)} = r_{k+1}^{(l)} + a_o h^{-1} M_{k+1}^{(l)} + a_o^{-1} h (C_{k+1}^{(l)})^{-1}$; $Z_{12,k+1}^{(l)} = a_o h^{-1} K_{12}$; $Z_{21,k+1}^{(l)} = a_o h^{-1} K_{21}$;

$Z_{22,k+1}^{(l)} = -a_o h^{-1} K_{M,k+1}^{(l)}$ – елементи матриці Якобі на l -тій ітерації $(k+1)$ -го кроку інтегрування; a_o , a_s – коефіцієнти апроксимуючого поліному методу ФДН; h – крок чисельного інтегрування;

$r_{k+1}^{(l)} = R_{k+1}^{(l)} + \frac{\partial \vec{u}_{p,k+1}^{(l)}}{\partial \vec{i}_{k+1}^{(l)}}$ – матриця резистансів лінійних та нелінійних елементів схеми на l -тій ітерації

$(k+1)$ -го кроку інтегрування; $C_{k+1}^{(l)}$, $r_{k+1}^{(l)}$ – матриця ємностей та лінійних резистансів електричних кіл

на l -тій ітерації $(k+1)$ -го кроку інтегрування; p – порядок методу; $\vec{e}_{k+1}^{(l)}$ – вектор електрорушійних сил

віток схеми на l -тій ітерації $(k+1)$ -го кроку інтегрування; $\vec{u}_{C,k+1-s}^{(l)}$, $\vec{\psi}_{K,k+1-s}^{(l)}$ – вектори напруг ємностей

та поточкозчеплень на l -тій ітерації $(k+1-s)$ -му кроці інтегрування; $\vec{u}_{p,k+1}^{(l)}$ – вектор напруг резистивних

нелінійних елементів схеми (віток дуг ДСП) на l -тій ітерації $(k+1)$ -го кроку інтегрування; $\vec{i}_{K,k+1}^{(l+1)}$,

$\vec{i}_{K,\kappa+1}^{(l+1)}$, $\vec{\psi}_{K,\kappa+1}^{(l)}$, $\vec{\psi}_{K,\kappa+1}^{(l+1)}$ – вектори контурних струмів схеми і контурних потокозчеплень трансформаторів на l -й та $(l+1)$ -й ітерації $(\kappa+1)$ -го кроку інтегрування; $\Delta\vec{i}_{K,\kappa+1}^{(l)}$, $\Delta\vec{\psi}_{K,\kappa+1}^{(l)}$ – вектори приростів контурних струмів схеми і контурних потокозчеплень трансформаторів на l -й ітерації $(\kappa+1)$ -го кроку інтегрування; $M_{\kappa+1}^{(l)}$ – матриця власних і взаємних індуктивностей електричних кіл схеми на l -й ітерації $(\kappa+1)$ -го кроку інтегрування.

Струми, потокозчеплення та напруги на конденсаторах віток після їхнього уточнення на $(l+1)$ -й ітерації визначаємо із співвідношень:

$$\begin{bmatrix} \vec{i}_{\kappa+1}^{(l+1)} \\ \vec{\psi}_{\kappa+1}^{(l+1)} \end{bmatrix} = \Gamma_t \times \begin{bmatrix} \vec{i}_{K,\kappa+1}^{(l+1)} \\ \vec{\psi}_{K,\kappa+1}^{(l+1)} \end{bmatrix}, \quad \vec{u}_{C,\kappa+1}^{(l+1)} = a_o^{-1} \cdot (C_{\kappa+1}^{(l)})^{-1} \cdot h \cdot \vec{i}_{C,\kappa+1}^{(l+1)} - a_o^{-1} \sum_{s=1}^p a_s \vec{u}_{C,\kappa+1-s}^{(l)},$$

де $\vec{i}_{C,\kappa+1}^{(l+1)}$ – вектори струмів віток з конденсаторами на $(l+1)$ -й ітерації $(\kappa+1)$ -го кроку інтегрування.

На основі наведеної математичної моделі сформовано автоматизовану цифрову модель аналізу електромагнітних процесів у миттєвих координатах з використанням програмного середовища Delphi. Розроблена цифрова модель на основі вхідної інформації (таблиці з'єднань графа схеми, пасивних параметрів віток схеми, характеристик джерел живлення і таблиці взаємоіндуктивних зв'язків між вітками) шляхом виконання математичних операцій над матрицями формує в автоматичному циклі систему алгебро-диференціальних рівнянь.

Розв'язання задачі. На даному етапі з метою отримання деяких показників електромагнітної сумісності та якості електроенергії обмежимося дослідженням симетричних режимів, що дозволить спочатку отримати наближені енергетичні характеристики як електричних дуг печі, так і системи електропостачання для конкретних параметрів обладнання (пічного трансформатора, короткої мережі, обладнання системи електропостачання і т.п.). В реальних умовах симетрія не є характерною для таких печей, однак із теоретичних міркувань дана інформація є актуальною, оскільки на її основі можна здійснити оцінку технічних параметрів основного електрообладнання системи електропостачання печі (кабелів, повітряних ліній, електротехнічного обладнання).

На рис. 2 показано осцилограми напруги та струму електродів катодної та анодної груп для однієї з фаз, при цьому емісійні ефекти електродів та розтоплюваного металу до уваги не бралися, що, безперечно, вносить певну похибку в остаточні результати.

Як видно з рис. 2, струм через електроди є імпульсним, що дозволяє забезпечити безпечно відключення печі (розрив дуги) за час спадної характеристики та безструмової паузи – 3,3 мс шляхом підняття електродів. Час горіння дуги дорівнює 16,7 мс, що складає 83,55 % періоду промислової частоти. Напруга на електродах (рис. 2) має менші пульсації порівняно зі струмом, що забезпечує стійке горіння дуги.

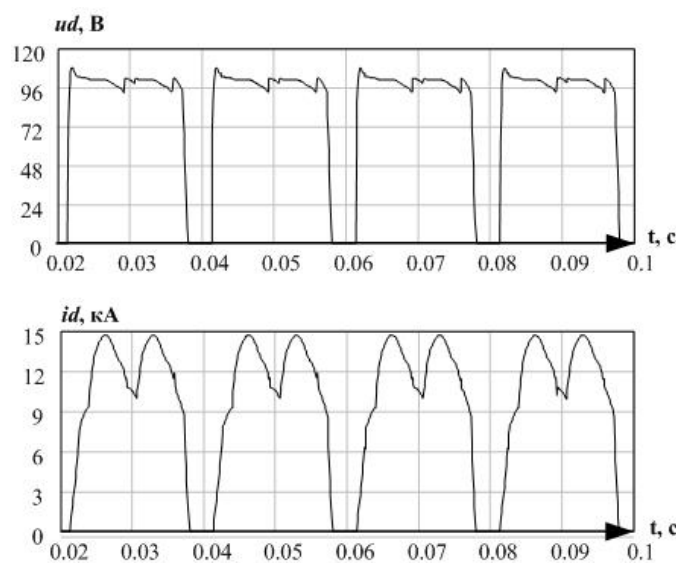


Рис. 2

З погляду ефективності запропонованої конструкції печі важливою є оцінка потужності, яку споживає кожна дуга, бо від неї суттєво залежить час розплаву шихти. З цієї метою виконано чисельні експерименти роботи ДСП в симетричному режимі з коефіцієнтом трансформації пічного трансформатора, що дорівнює 35.

Форма миттєвої активної потужності, що споживається дугами під електродами, повторює форму кривої струму (рис. 2). Середнє значення активної потужності, що споживається кожною дугою, дорівнює 936 кВт. Під кожним електродом мають місце короткочасні паузи миттєвих значень потужностей, які становлять 16–17 % від періоду промислової частоти, при цьому амплітуда миттєвої потужності досягає 1,5 МВт. За рахунок зсуву в часі потужностей кожної з дуг сумарна активна потужність ДСП має неперервний характер і ко-

ливається в межах від 4 до 7,5 МВт навколо середнього значення 5,616 МВт.

Наступною важливою задачею є виявлення складу та величини гармонік у струмах дуг, системі 35 кВ, обмотках трансформаторів та системі 220 кВ.

За умови повної симетрії в системі живлення та печі через глибоку нелінійність динамічних характеристик дуг форма струмів спотворюється, при цьому переважаючими є 5-та (5,37 %) та 7-ма (2,29 %) гармоніки відносно першої гармоніки. Такий гармонічний склад струмів є сталим для всіх ділянок електричної мережі.

На основі аналізу гармонійного складу одержано процентне відношення величини 5-ї та 7-ї гармонік до величини основної гармоніки (процентний склад) струму для різних ділянок електричної мережі (таблиця). У таблиці наведено величини переважаючих гармонік, однак крім цих гармонік присутні 3-тя, 9-та і 11-та гармоніки, коефіцієнт яких у сукупності не перевищує 1 %, тому їхній вплив на електричну мережу є незначним.

Назва ділянки електричної мережі	Величина гармонік струму, %	
	5-та	7-ма
Джерело живлення	5,37	2,29
Обмотки системного трансформатора	5,59	2,34
Лінія електропередачі 35 кВ	5,6	2,37
Обмотки пічного трансформатора	5,65	2,4
Лінія живлення випрямлячів	5,68	2,46

Як видно з таблиці, процентний склад 5-ї та 7-ї гармонік в струмах віток схеми зростає, по мірі наближення до пічного агрегата і його величина в струмах фаз лінії живлення випрямлячів сягає 5,68 % для 5-ї та 2,46 % для 7-ї гармоніки, що відповідно на 5,7 % та 7,4 % більше за їхній процентний склад у струмах фаз джерела живлення.

На рис. 3 показано залежності процентного складу струмів 5-ї та 7-ї гармонік від напруги дуги. Як видно з рисунка, величина амплітуди гармонік зростає майже параболічно із збільшенням напруги, а відповідно й із збільшенням довжини дуги. На відміну від 7-ї гармоніки, залежність 5-ї гармоніки від напруги дуги характеризується більшою крутизою, що призводить до зростання 5-ї гармоніки в живлячій мережі.

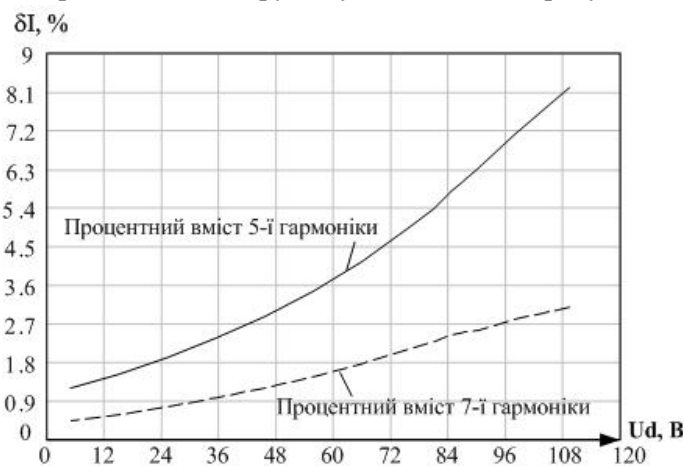


Рис. 3

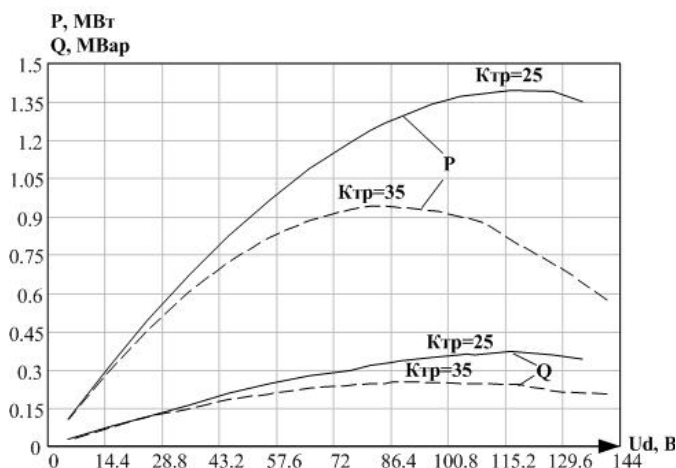


Рис. 4

Для отримання оцінки енергетичної ефективності ДСП на рис. 4 покажемо залежності величини активної та реактивної потужностей від середнього значення напруги дуги одного з електродів ДСП для різних положень анцапф РПН (різних коефіцієнтів трансформації $K_{тр}$) пічного трансформатора, отримані шляхом математичного моделювання. Як видно з рис. 4, зростання напруги дуги (збільшення довжини дуги шляхом підйому електродів над поверхнею шихти) призводить до зростання потужності, яка виділяється в ДСП. Однак характеристики потужності мають точки екстремуму, після досягнення яких ріст напруги дуги призводить до зменшення потужності. Саме ця максимальна потужність повинна братися до уваги під час вибору потужності джерела живлення ДСП, діаметра електродів, вибору параметрів системи електропостачання ДСП та компенсуючих пристроїв. Потужність, яка споживається запропонованою ДСП, досить легко регулювати за допомогою зміни положення РПН пічного трансформатора або шляхом зміни довжини дуги (рис. 4), що дозволяє

легко керувати електротермічними процесами всередині печі.

За даних параметрів системи електропостачання та навантаження печі коефіцієнт потужності становить 0,878, що вказує на необхідність компенсації реактивної потужності.

Для експлуатації ДСП імпульсного струму важливим параметром є тривалість безструмової паузи, яка, з одного боку, повинна бути достатньою для успішного розриву дуги в разі підняття електродів, а, з другого, – забезпечувати максимальну електричну потужність дуги під електродами печі. З цією метою доцільно побудувати залежності тривалості безструмової паузи в струмі дуги від сталої часу короткої мережі сталеплавильної печі (рис. 5) при сталій напрузі дуги для різних коефіцієнтів трансформації пічного трансформатора.

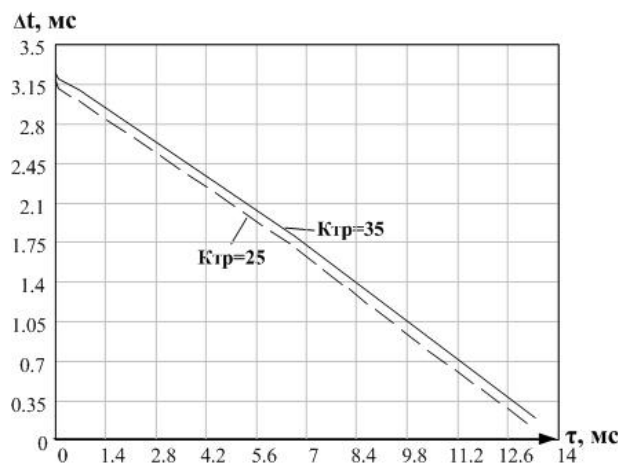


Рис. 5

Як видно з рис. 5, залежності мають лінійний характер. Тривалість безструмової паузи зменшується із збільшенням індуктивності короткої мережі, а отже й із збільшенням сталої часу. Під час збільшення коефіцієнта трансформації пічного трансформатора за незмінних параметрів короткої мережі тривалість безструмової паузи зростає.

Висновки. На основі аналізу результатів досліджень симетричних режимів роботи шести-електродної дугової елетропечі імпульсного струму можна зробити наступні висновки:

1. Тривалість безструмової паузи лінійно залежить від сталої часу, а отже й від індуктивності короткої мережі, причому збільшення сталої часу (збільшення індуктивності) короткої мережі призводить до зменшення тривалості безструмової паузи.

2. Середня величина активної потужності печі для прийнятих вихідних даних становить 5,616 МВт. Відносно неї мають місце викиди в межах $1,616 \div 1,884$ МВт.

3. Рівень 5-ї та 7-ї гармонік залежить від напруги дуги, причому із збільшенням напруги їхня величина зростає.

4. У зв'язку із імпульсним характером струму і напруги дуг крім активної потужності піч споживає і реактивну потужність, при цьому максимуми активної і реактивної потужностей печі співпадають, а коефіцієнт потужності печі зростає зі зростанням напруги дуги.

5. За допомогою зміни коефіцієнта трансформації пічного трансформатора можна задавати крутизну характеристик активної та реактивної потужностей дугової сталеплавильної печі.

1. Малиновский В.С., Власова И.Б. Универсальные дуговые печи постоянного тока нового поколения – высокоэффективное оборудование для литейно-металлургических производств // *Металл Экспо.* – 2005. – №6. – С. 12–15.

2. Перхач В.С. Математические задачи электроэнергетики. Изд. 3-е, перераб. и доп. – Львов: Выща шк. Изд-во при Львов. ун-те. 1989. – 464 с.

3. Проскудин В.Н., Болоташивили А.А., Салон В.И., Пентегов И.В., Стешковский Е.П., Шейковский Д.А. Источник питания постоянного тока плавильной печи на базе трех однофазных выпрямителей // *Техн. электродинамика.* – 2007. – № 6. – С. 39–43.

4. Шидловський А.К., Перхач В.С., Скрипник О.І. Енергетичні системи з електропередачами та вставками постійного струму. – К.: Наукова думка, 1992. – 288 с.

5. Патент № 27758. Система електропостачання дугової електропечі постійного струму / В.С.Гудим, Р.І.Стасьо, С.В.Кшижак.

6. Патент РФ № 2104450. Способ электроплавки и дуговая печь для его осуществления / В.С.Малиновский.

7. Патент РФ №2048662. Способ электроплавки и дуговая печь для его осуществления / В.С.Малиновский.

Надійшла 04.02.2010

УДК 621.313:62-799

М.В.Мислович, докт.техн.наук, **Р.М.Сисак**, канд.техн.наук, **О.В.Улітко** (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ АКУСТИЧНОЇ ЕМІСІЇ ПРИ ВИРШЕННІ ЗАДАЧІ ДІАГНОСТУВАННЯ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНОГО ОБЛАДНАННЯ

У роботі розглянуто питання імітаційного моделювання процесів акустичної емісії, що супроводжують роботу вузлів електротехнічного обладнання. На базі математичної моделі лінійних випадкових процесів побудовано конструктивну модель сигналу акустичної емісії, що вимірюється п'єзоелектричним вимірювальним перетворювачем, закріпленим на поверхні об'єкту діагностики. Таким чином, показано, що імітаційне моделювання сигналів акустичної емісії може бути реалізовано шляхом лінійної фільтрації поодинокого імпульсу релаксаційного типу або пуассонівського потоку таких імпульсів за допомогою деякого RLC-фільтра. На основі отриманих співвідношень створено спеціальне програмне забезпечення для проведення імітаційного моделювання. Це програмне забезпечення має можливість генерувати реалізації сигналів акустичної емісії при різних вхідних параметрах, виводити їхні графіки та передавати дані для подальшої обробки за допомогою інших програм. За результатами проведеного моделювання обґрунтовано діагностичні ознаки, що дозволяють визначати технічний стан вузлів електротехнічного обладнання, які діагностуються.

В работе рассмотрен вопрос имитационного моделирования процессов акустической эмиссии, сопровождающих работу узлов электротехнического оборудования. На базе математической модели линейных случайных процессов построена конструктивная модель сигнала акустической эмиссии, измеряемого пьезоэлектрическим измерительным преобразователем, закрепленным на поверхности объекта диагностики. Таким образом, показано, что имитационное моделирование сигналов акустической эмиссии может быть реализовано путем линейной фильтрации одиночного импульса релаксационного типа или пуассоновского потока таких импульсов с помощью некоторого RLC-фильтра. На основе полученных соотношений разработано специальное программное обеспечение для проведения имитационного моделирования. Это программное обеспечение имеет возможность генерировать реализации сигналов акустической эмиссии при разных входных параметрах, выводит их графики и передает данные для последующей обработки посредством других программ. По результатам проведенного моделирования обоснованы диагностические признаки, позволяющие определять техническое состояние диагностируемых узлов электротехнического оборудования.

На сьогодні для електроенергетичного комплексу України характерна значна зношеність його основного обладнання – більш ніж 90% обладнання електричних станцій та підстанцій виробило свій ресурс. Зрозуміло, що водночас замінити таку кількість обладнання в умовах його експлуатації на енергооб'єктах неможливо. Існують декілька способів підтримки цього обладнання у робочому стані, і один із них – це проведення моніторингу, контролю та діагностики його технічного стану. Визначальним моментом при цьому є вибір діагностичного сигналу, що несе інформацію про технічний стан досліджуваного обладнання. Серед них при діагностиці електротехнічного обладнання (ЕО) найбільш часто використовують сигнали, що несуть інформацію про електромагнітні, вібраційні, акусто-емісійні (АЕ), теплові та інші процеси, що супроводжують роботу ЕО.

У даній роботі докладно зупинимося на розгляді АЕ сигналів і дослідженні їхніх характеристик, що можуть бути використані при дослідженні технічного стану ЕО. Однією з основних переваг АЕ сигналів у порівнянні з іншими є те, що вони крім інформації про технічний стан досліджуваного обладнання надають можливість отримувати інформацію про механічне перевантаження вузлів, що діагностуються. Як відомо [6,8,9], визначення діагностичних параметрів при проведенні АЕ діагностики можливо за результатами аналізу математичної моделі (імітаційного моделювання) процесу АЕ, а також за результатами проведення експериментальних досліджень.

Головною метою даної роботи є імітаційне моделювання процесів АЕ, які супроводжують роботу ЕО, та визначення їхніх деяких імовірнісних характеристик, що можуть бути використані при проведенні діагностики та визначенні ступеня механічного навантаження окремих його вузлів.

Модель лінійного випадкового процесу в описі АЕ сигналів. Для проведення імітаційного моделювання зробимо деякі пояснення відносно практичного використання моделі лінійного випадкового процесу (ЛВП) для опису процесу АЕ. Як відмічено у [4–8], використання класу ЛВП дозволяє проводити повний імовірнісний аналіз відгуків як лінійних, так і нелінійних систем навіть у випадках впливу на ці системи породжуючих процесів, що мають пуассонівський розподіл. Згідно [4–8], ЛВП припускає представлення

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau, t) d\eta(\tau), \quad t \in T, \quad (1)$$

де $\{\eta(\tau), \eta(0)=0, \tau \in (-\infty, \infty)\}$ – стохастично неперервний процес з незалежними приростами, який називають породжуючим; $\varphi(\tau, t)$ – не випадкова числова функція, для якої виконується умова $\left| \int_{-\infty}^{\infty} \varphi^p(\tau, t) d\kappa_p(\tau) \right| < \infty, p = 1, 2$, де $\kappa_p(\tau)$ – семіінваріант p -го порядку процесу $\eta(\tau)$; $T \in (-\infty, \infty)$.

З урахуванням [4,7], процес (1) є результатом лінійної фільтрації процесу типу білого шуму. Канал виникнення та розповсюдження у досліджуваному об'єкті АЕ сигналу схематично може бути представлений наступним чином (рис. 1).

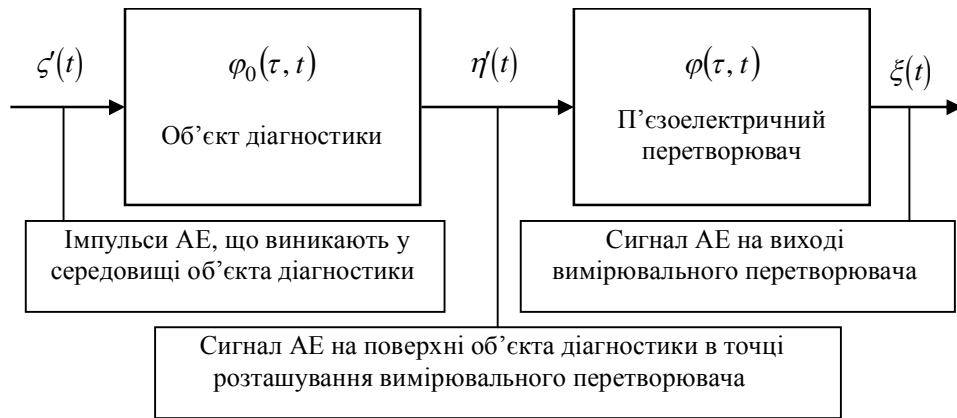


Рис. 1

На основі властивостей ЛВП [4–7] вимірюваний на виході сенсора (в нашому випадку п'єзоелектричний перетворювач (ПЕП)) сигнал АЕ $\xi(t)$ у припущенні, що він є стаціонарним, запишеться наступним чином:

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau, t) \eta'(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau, t) \varphi_0(\tau_1, \tau) d\zeta(\tau_1) d\tau. \quad (2)$$

Якщо позначити $\varphi_1(\tau, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\tau_1, t) \varphi_0(\tau, \tau_1) d\tau_1$, то вираз (2) можна записати

$$\xi(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_1(\tau, t) d\zeta(\tau). \quad (3)$$

Згідно з [4–7], у цьому випадку імовірнісні характеристики процесу $\xi(t)$ можуть бути визначені за умови вибору конкретного виду імпульсних перехідних функцій $\varphi_0(\tau, t)$ та $\varphi(\tau, t)$, що характеризують об'єкт діагностування та ПЕП відповідно. Крім того, необхідно враховувати властивості породжуючих процесів $\zeta'(t)$ і $\eta'(t)$. Саме ці моменти використовуються при побудові схеми імітаційного моделювання процесу АЕ. Виходячи з цього, а також з урахуванням [6,8] імпульси АЕ, які виникають у середовищі об'єкта діагностики, можуть бути представлені виразом

$$\varphi_0(s) = \alpha \cdot e^{-\alpha s} \cdot U(s), \quad s \in (-\infty, \infty), \quad s = t - \tau, \quad (4)$$

де $\alpha > 0$ – коефіцієнт згасання, $U(s)$, $s \in (-\infty, \infty)$ – одинична функція Хевісайда.

На підставі [5,6,8,9] імпульсна перехідна функція ПЕП має вигляд

$$\varphi(\tau, t) \equiv \varphi(s) = \gamma \cdot e^{-\beta s} \sin \theta s \cdot U(s), \quad s = t - \tau, \quad s \in (-\infty, \infty), \quad (5)$$

де $\theta > 0$, $0 < \beta < \theta$ – дійсні константи, які мають конкретний фізичний сенс, а саме, частоти осциляцій і коефіцієнту згасання відповідно; $\gamma = (\beta^2 + \theta^2)/\theta$ – нормуючий множник; $\theta = \sqrt{\omega^2 - \beta^2}$.

Виходячи з (2),

$$\varphi_1(\tau, t) = \varphi_1(t - \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_0(x - \tau) \varphi(t - x) dx = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_0(x) \varphi(t - \tau - x) dx. \quad (6)$$

Враховуючи (4) і (5), отримаємо

$$\varphi_1(\tau, t) = \varphi_1(t - \tau) = \alpha \gamma e^{-\beta(t-\tau)} \int_0^{\infty} e^{-(\alpha-\beta)x} \sin[-\theta x + \theta(t-\tau)] dx. \quad (7)$$

Інтеграл в останньому виразі зводиться до табличного. В результаті перетворень одержуємо

$$\varphi_1(t - \tau) = \frac{\alpha \gamma e^{-\beta(t-\tau)}}{(\alpha - \beta)^2 + \theta^2} \{ \theta \cos[\theta(t - \tau)] + (\alpha - \beta) \sin[\theta(t - \tau)] \}. \quad (8)$$

Отримавши у явному вигляді згортку (8), процес АЕ на виході ПЕП з урахуванням (2) може бути записаний наступним чином:

$$\xi(t) = \frac{\alpha \cdot \gamma}{(\alpha - \beta)^2 + \theta^2} \left[\theta \int_0^t e^{-\beta(t-\tau)} \cos[\theta(t - \tau)] d\tau + (\alpha - \beta) \int_0^t e^{-\beta(t-\tau)} \sin[\theta(t - \tau)] d\tau \right]. \quad (9)$$

З урахуванням [8,10] вираз (8) представляє собою сумісну імпульсну перехідну функцію, яка характеризує канал розповсюдження АЕ сигналу в системі, що складається з двох послідовно з'єднаних кіл першого і другого порядку. Ці кола описують систему: об'єкт діагностики – ПЕП.

При імітаційному моделюванні ця система може бути представлена послідовним з'єднанням *RC* та *RLC* кіл з імпульсними перехідними функціями (4) і (5). Зазвичай, при вирішенні цієї задачі припускається, що імпульсні АЕ сигнали, що вимірюються ПЕП у точці його розміщення на поверхні досліджуваного об'єкта, не мають суттєвого впливу на власні характеристики ПЕП. Крім того, згідно з [5,6,8], при вирішенні задачі моделювання для ПЕП з імпульсною перехідною функцією (5) най-

більш цікавим з точки зору практики є коливальний режим роботи ПЕП. Тобто, коли у виразі (5) $\theta > 0$, або, виходячи з співвідношення $\theta = \sqrt{\omega^2 - \beta^2}$, $\omega > \beta$.

На основі наведених співвідношень було розроблено програму, яка дозволяє моделювати та досліджувати імпульсні АЕ сигнали. Зупинимось на цьому питанні докладніше.

Програма імітаційного моделювання процесу АЕ. Програма «Моделювання АЕ» складається з кількох модулів, об'єднаних для виконання спільної задачі. Головний модуль програми забезпечує її запуск та вивід головного вікна (рис. 2). Модуль інтерфейсу містить підпрограми, що забезпечують: обробку системних подій (наприклад, відкриття та закрит-

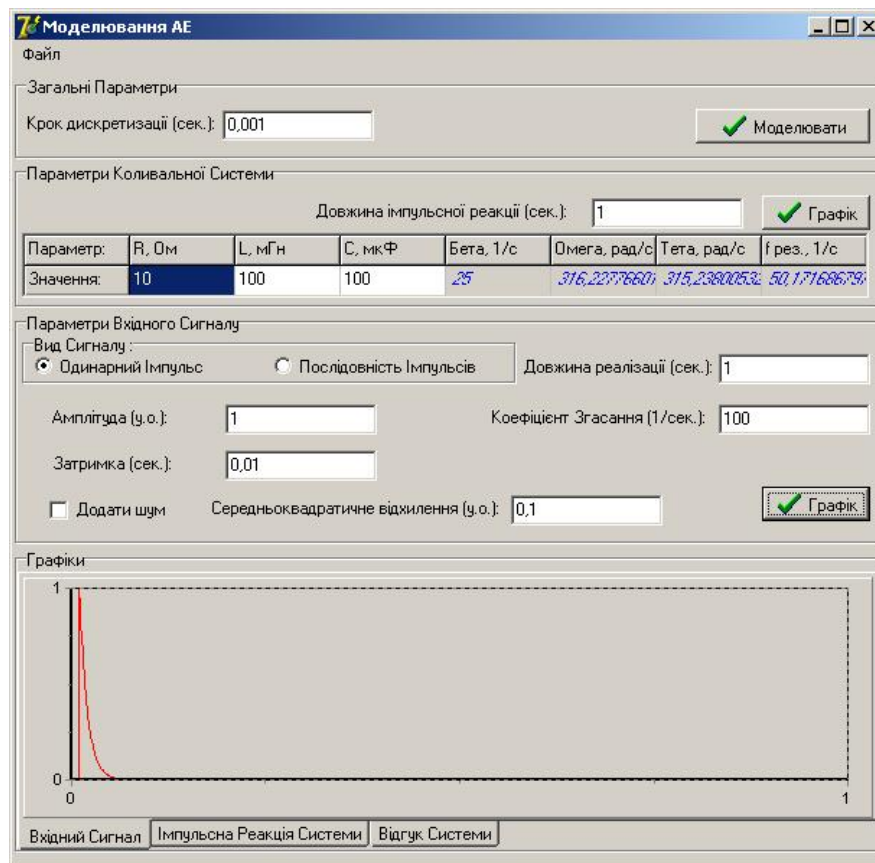


Рис. 2

тя вікна), обробку команд користувача (натискання кнопок, вибір пунктів меню тощо) та ввід даних.

Модуль моделювання виконує такі операції:

– обчислення реалізації вхідного сигналу у вигляді поодинокого імпульсу релаксаційного типу (згасаючого за експонентою, рис. 2);

– обчислення реалізації вхідного сигналу у вигляді пуассонівської послідовності вхідних імпульсів релаксаційного типу;

– обчислення імпульсної реакції ПЕП, яка в подальшому використовується у цифровому фільтрі (реалізовано фільтрацію з використанням скінченої імпульсної реакції);

– обчислення відгуку ПЕП на вхідний сигнал (у одній із форм, перелічених вище).

Графіки вхідного сигналу, імпульсної реакції ПЕП і відгуку ПЕП можуть відображатися в нижній частині головного вікна за допомогою вибору відповідної закладки.

Через головне вікно створеної програми можна задавати необхідні параметри.

1. *Загальні параметри* (верхня частина вікна) включають крок дискретизації $\Delta\tau$, сек. У розробленій програмі моделювання передбачено діапазон зміни кроку дискретизації $\Delta\tau = 0,00001 - 1$ сек. У цій же частині вікна розташована кнопка «Моделювати», натискання на яку запускає процес моделювання. Результати обчислень відображаються в області «Графіки» у нижній частині вікна.

2. *Параметри коливальної системи* включають: тривалість реалізації (сек.), параметри R (Ом), L (мГн) і C (мкФ), які характеризують ПЕП. Крім того, у лівій частині вікна відображаються результати обчислень кількісних оцінок параметрів β (1/сек.); ω (рад/сек.); θ (рад/сек.); $f_{рез}$ (1/сек.). Натискання на кнопку «Графік» забезпечує обчислення і відображення графіка, що характеризує імпульсну реакцію системи при заданих параметрах R , L і C .

3. *Параметри вхідного сигналу* залежать від вибраного виду вхідного сигналу: поодинокий імпульс або послідовність імпульсів. Для поодинокого імпульсу вказуються: амплітуда (в умовних одиницях), затримка початку (сек.). Для серії імпульсів: інтенсивність (1/сек.), середня амплітуда (в умовних одиницях), середньоквадратичне відхилення амплітуд окремих імпульсів (в умовних одиницях). Додатково для обох видів вхідного сигналу задаються: тривалість реалізації (сек.) і коефіцієнт згасання (1/сек.). Виведення графіка вхідного впливу здійснюється за допомогою натискання на кнопку «Графік», яка розташована праворуч.

Результати імітаційного моделювання сигналів АЕ. Розглянемо деякі результати імітаційного моделювання АЕ сигналу з використанням створеної програми. Основні задачі дослідження:

– аналіз реакції ПЕП в залежності від його внутрішніх параметрів (величин R , L і C – компонентів, що входять до складу ПЕП) на вплив на його вхід поодинокого релаксаційного імпульсу з характеристикою виду (4);

– аналіз сигналу на виході ПЕП при впливі на його вхід імпульсної пуассонівської послідовності заданої інтенсивності $\lambda = \text{const}$ при зміні параметрів R , L , C , що характеризують ПЕП;

– аналіз відгуку на виході ПЕП при впливі на його вхід імпульсної пуассонівської послідовності з різними значеннями інтенсивності λ ; при цьому параметри R , L , C , що характеризують ПЕП, залишаються незмінними.

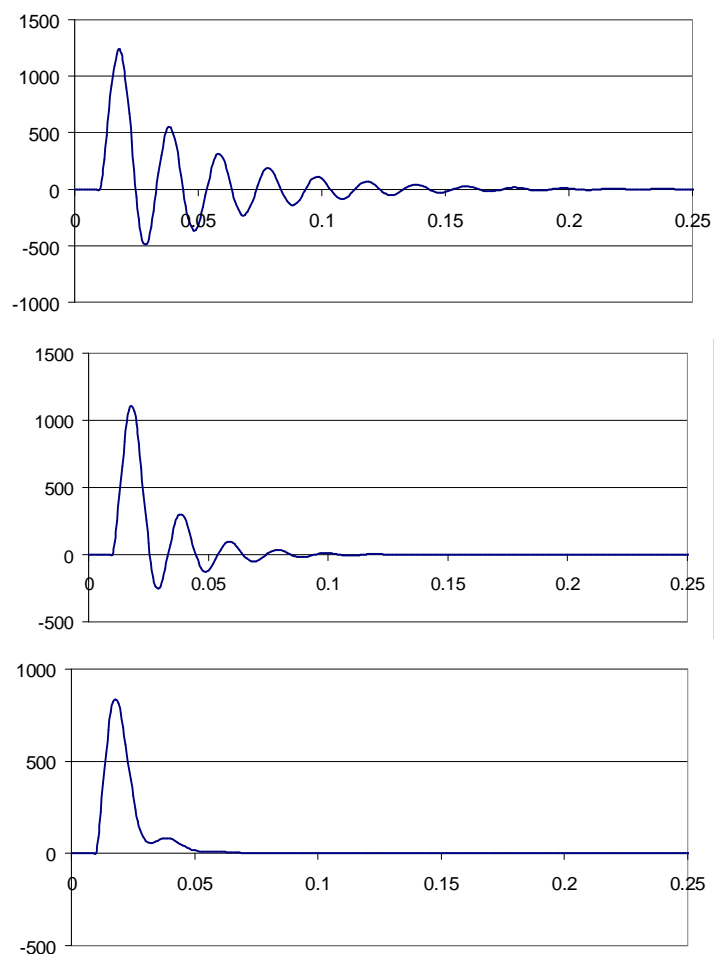


Рис. 3, а, б, в

На рис. 3, *а, б, в* показано результати, що ілюструють зміну відгуку на виході ПЕП при впливі на його вхід поодиноким релаксаційним імпульсом з характеристикою (4). Виходячи з наведених на цих рисунках графіків, можна зробити висновок щодо коефіцієнта згасання α на характер зміни імпульсної реакції системи. Зростання значень коефіцієнта α , що досягається шляхом послідовної зміни величини R (10 Ом; 20 Ом; 50 Ом відповідно) при сталих значеннях $L=100$ мГн, $C=100$ мкФ, призводить до зменшення протяжності відгуку (0,25 с; 0,12 с; 0,07 с відповідно) та зниження кількості його коливань. Одержані результати імітаційного моделювання підтверджують необхідність врахування власних характеристик ПЕП при проведенні вимірювань АЕ сигналів.

Друга задача, яку було вирішено з використанням розробленої програми імітаційного моделювання процесів АЕ, – це формування та визначення характеру імпульсної послідовності на виході ПЕП при зміні його R, L, C параметрів, але при постійній інтенсивності λ вхідного процесу.

На рис. 4 показано графіки, що характеризують імпульсну послідовність на виході ПЕП при різних

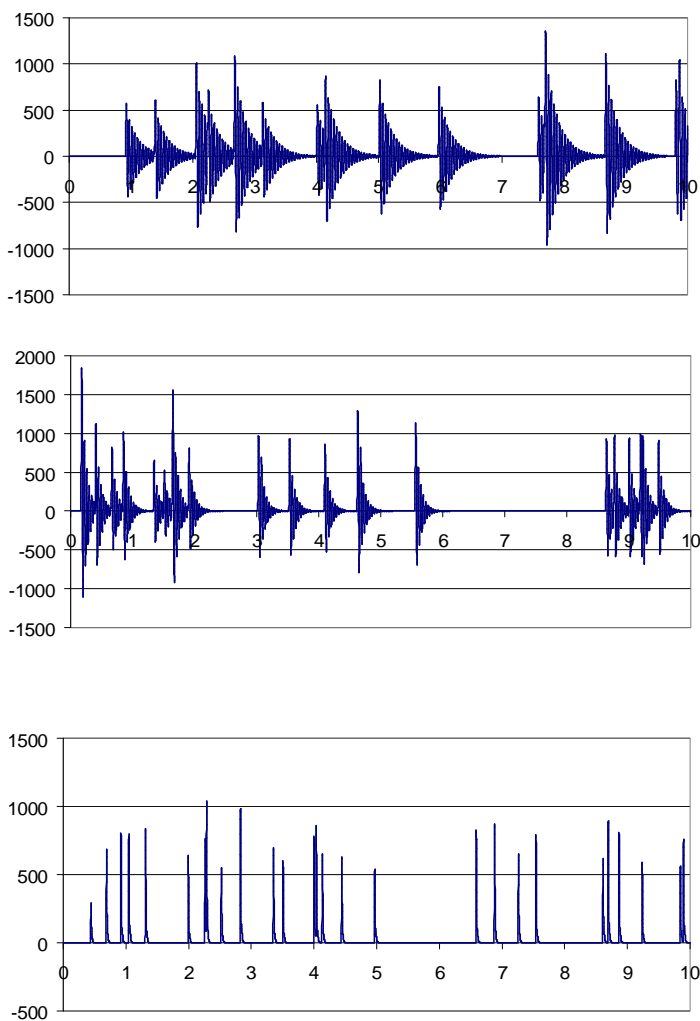


Рис. 4, *а, б, в*

його параметрах та однакових значеннях інтенсивності λ . В даному випадку було вибрано $\lambda = 2 = \text{const}$, а інші параметри набували таких значень: на рис. 4, *а* – $R=10$ Ом, $L=500$ Гн, $C=100$ мкФ, рис. 4, *б* – $R=100$ Ом, $L=200$ Гн, $C=200$ мкФ, рис. 4, *в* – $R=30$ Ом, $L=50$ Гн, $C=200$ мкФ.

Як видно з рис. 4, *а*, у випадку, коли ПЕП має досить високу добротність, сигнал на його виході представляє собою послідовність, у якій задній фронт кожного імпульсу має яскраво виражений коливальний характер. При зменшенні добротності ПЕП (рис. 4, *б*) коливальний характер заднього фронту в імпульсах стає менш вираженим. І, нарешті, коли ПЕП представляє собою систему з низькою добротністю, імпульси у послідовності на його виході набувають експоненціального характеру. Як видно з рис. 4, *в*, в імпульсах повністю відсутні коливання їх заднього фронту та зникають від’ємні значення в імпульсній послідовності, що спостерігається. Такі характеристики ПЕП досягаються шляхом підвищення величини опору R та зменшення значень індуктивності L у порівнянні з попередніми випадками.

І, на завершення, третя задача, яку було вирішено з використанням розробленої програми “Моделювання АЕ”, – це формування і визначення характеру зміни імпульсної послідовності на виході ПЕП при зміні інтенсивності вхідного процесу λ та при незмінних параметрах R, L, C .

На рис. 5, *а, б, в* показано змодельовані пуассонівські послідовності імпульсів на виході ПЕП, що одержані при постійних параметрах $R=10$ Ом, $L=100$ мГн, $C=100$ мкФ і різних значеннях λ ($\lambda = 1; 2; 5 \text{ с}^{-1}$ відповідно). Як видно, збільшення значення параметра λ призводить до зростання кількості імпульсів на фіксованому інтервалі часу. Так, на наведених графіках при фіксованому інтервалі часу ($\Delta t = 0 - 4$ сек) спостерігається $n=3; 8; 15$ імпульсів відповідно.

Враховуючи, як це відзначено в [1–3,9,11], зростання інтенсивності λ процесу АЕ при підвищенні механічного навантаження у досліджуваному об’єкті, останню можливість створеної програми можна використовувати при обґрунтуванні параметра λ як діагностичну ознаку, що дозволяє визначити ступінь навантаження на об’єкт, який діагностується.

Висновки. 1. На базі математичної моделі лінійних випадкових процесів узагальнено підхід до імітаційного моделювання сигналів АЕ та створено відповідне програмне забезпечення.

2. Обґрунтовано необхідність врахування власних характеристик датчиків АЕ при вимірюванні сигналів АЕ.

3. Результати імітаційного моделювання сигналів АЕ дозволили обґрунтувати можливість використання як діагностичної ознаки інтенсивності λ сигналів АЕ, що може характеризувати певний технічний стан досліджуваного об'єкту.

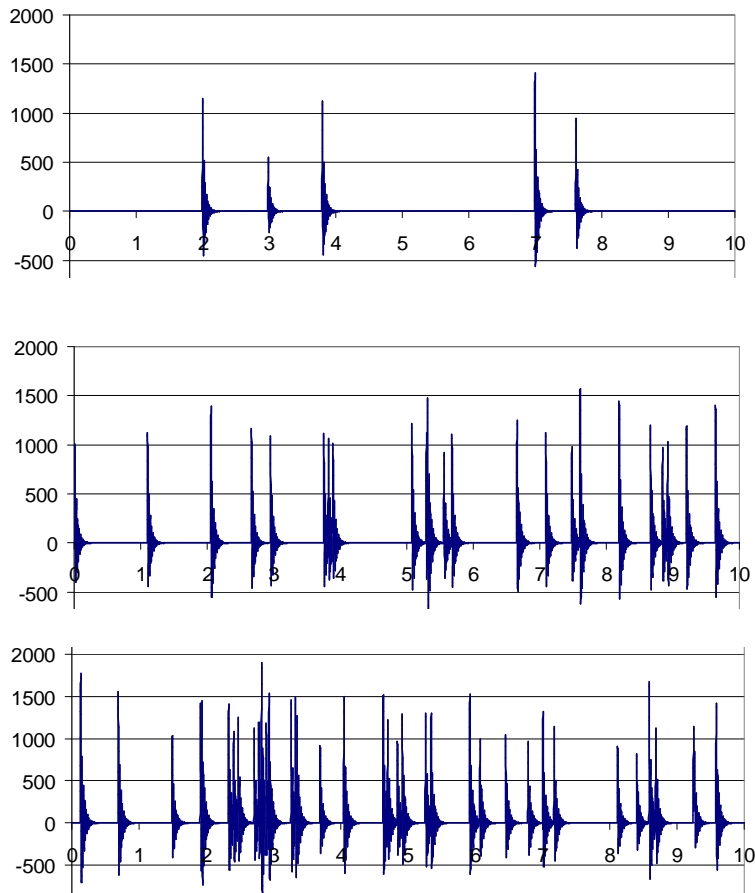


Рис. 5, а, б, в

дели усталостных дефектов в узлах электротехнического оборудования и их использование при создании акустико-эмиссионных информационно-измерительных систем диагностики // Техн. электродинамика. Тем. вип. «Проблеми сучасної електротехніки». – 2002. – Ч. 4. – С. 114–119.

9. Мыслович М.В., Улитко А.В. Обоснование диагностических признаков для использования в акустико-эмиссионных системах диагностики авиационного оборудования // Матеріали V Міжнародної науково-технічної конференції «АВІА 2003». – К.: НАУ, 2003. – Ч. 11. – С. 91–95.

10. Улитко А.В. Особенности формирования обучающих совокупностей при проведении акустоэмиссионной диагностики электротехнического оборудования // Техн. электродинамика. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2006. – Ч. 5. – С. 102–107.

11. *Nondestructive testing handbook*. Vol.5. Acoustic emission testing. ASME, 1987. – 603 p.

1. Андрейкив А.Е., Лысак Н.В. Метод акустической эмиссии в исследованиях процессов разрушения. – К.: Наукова думка, 1989. – 176 с.

2. Буйло С.И. Связь функции распределения долговечности с параметрами потока актов акустической эмиссии и количественная оценка достоверности акустико-эмиссионной диагностики предразрушающего состояния // Техн. диагн. и неразр. контроль. – 1993. – №3. – С. 10–16.

3. Дробот Ю.Б., Лазарев А.М. Неразрушающий контроль акустико-эмиссионным методом. – М.: Изд-во стандартов, 1987. – 128 с.

4. Марченко Б.Г. Метод стохастических интегральных представлений и его приложения в радиотехнике. – К.: Наукова думка, 1973. – 192 с.

5. Марченко Б.Г., Мыслович М.В. Белые шумы в колебательных системах / Препр. / НАН Украины, Ин-т электродинамики, № 599. – Киев – 1989. – 42 с.

6. Марченко Б.Г., Мыслович М.В. Вибродиагностика подшипниковых узлов электрических машин. – К.: Наукова думка, 1992. – 195 с.

7. Марченко Б.Г., Щербак Л.Н. Линейные случайные процессы и их приложения. – К.: Наукова думка, 1975. – 143 с.

8. Мыслович М.В., Улитко А.В. Мо-

Надійшла 27.08.2010