



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

№3
2010

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

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

ГОЛОВНИЙ РЕДАКТОР

Шидловський А.К. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

ЗАСТУПНИКИ ГОЛОВНОГО РЕДАКТОРА

Кириленко О.В. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Липківський К.О. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

ЧЛЕНИ РЕДАКЦІЙНОЇ КОЛЕГІЇ

Антонов О.Є. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Буткевич О.Ф. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Волков І.В. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Гриневич Ф.Б. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Денисов О.І. Державний технологічний університет, Чернігів

Жаркін А.Ф. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Жуйков В.Я. Національний технічний університет України "КПІ", Київ

Загірняк М.В. Державний університет ім.М.Остроградського, Кременчук

Кулик М.М. Інститут загальної енергетики, Національна академія наук України, Київ

Кузнецов В.Г. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Мазуренко Л.І. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Монастирський З.Я. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Мислович М.В. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Павлик М. Технічний університет, Лодзь, Польща

Півняк Г.Г. Національний гірничий університет, Дніпропетровськ

Постолатий В.М. Інститут енергетики, Академія наук Республіки Молдова, Кишинів

Рсцов В.Ф. Інститут відновлюваної енергетики, Національна академія наук України, Київ

Розов В.Ю. Науково-технічний центр магнетизму технічних об'єктів,

Національна академія наук України, Харків

Сокол Є.І. Національний технічний університет "ХПІ", Харків

Стахів П.Г. Національний університет "Львівська політехніка", Львів

Стогній Б.С. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Счастливий Г.Г. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Таранов С.Г. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Тітко О.І. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Харитонов С.О. Державний технічний університет, Новосибірськ, Росія

Шидловська Н.А. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Щерба А.А. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Юрченко О.М. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

ВІДПОВІДАЛЬНИЙ СЕКРЕТАР

Городжа Л.В. Інститут електродинаміки, Національна академія наук України, Київ

Адреса редакції:

03680, м. Київ-57, проспект Перемоги, 56, Інститут електродинаміки НАН України

Телефон (044) 456 88 69, 454 26 57,

takied@meta.ua

ЗМІСТ

Теоретична електротехніка та електрофізика

БАРАНОВ М.И. Слабое и сильное рассеяние дрейфующих свободных электронов в металлическом проводнике с электрическим током проводимости	3
ЖУЙКОВ В.Я., РОМАШКО В.Я., ВЕРБИЦЬКИЙ Є.В. Чисельно-аналітичний метод розрахунку функцій вільного режиму	9
СТАДНИК И.П., ФИЛИППОВ Д.М. Метод интегральных уравнений для расчета вихревых токов в движущихся протяженных ферромагнитных проводниках с иллюстрацией на линейном асинхронном электродвигателе	14
БЕЛИНСКИЙ В.В., БОЖКО И.В., ЧАРНЫЙ Д.В. Импульсный коронный разряд на поверхность электропроводящей жидкости и его использование для обработки воды	21
Перетворення параметрів електричної енергії	
ПЕРЕСАДА С.М., БОВКУНОВИЧ В.С., КОВБАСА С.Н. Адаптивный наблюдатель Матусея: новый синтез, гарантирующий асимптотичность оценивания вектора потокоцепления и активного сопротивления ротора асинхронного двигателя	28
МИХАЛЬСЬКИЙ В.М. Режим перемодуляції при керуванні автономним інвертором напруги з широтно-імпульсною модуляцією	33
Електромеханічне перетворення енергії	
ЗОЛОТАРЕВ В.М., ЩЕРБА А.А., ПОДОЛЬЦЕВ А.Д. Моделирование динамических процессов в электромеханической системе для регулирования движения сверхвысоковольтного кабеля в наклонной экструзионной линии	44
ВИГОВСЬКИЙ О.В. Оцінка впливу дефектів в обмотці та осерді статора потужного турбогенератора на максимальні температури та показання штатної системи теплового контролю	52
Електроенергетичні системи та устаткування	
КИРИЛЕНКО О.В., ПАВЛОВСЬКИЙ В.В., ЛУК'ЯНЕНКО Л.М., ЗОРІН Є.В. Аналіз стійкості енергетичних систем за напругою	59
Інформаційно-вимірювальні системи в електроенергетиці	
БРАГИНЕЦ И.А., ЗАЙЦЕВ Е.А. Помехоустойчивость фазовых лазерных датчиков вибраций	67
До 40-річчя НТЦ магнетизму технічних об'єктів НАН України	
К 40-летию Научно-технического центра магнетизма технических объектов НАН Украины. История, достижения, перспективы	74
Наші ювіляри	
ДО 60-РІЧЧЯ академіка Національної академії наук України КИРИЛЕНКА О.В.	81
ДО 75-РІЧЧЯ член-кореспондента Національної академії наук України КУЗНЕЦОВА В.Г.	82
ВИМОГИ до оформлення статей у журналі "Технічна електродинаміка"	83
Abstracts	84

CONTENT

Theoretical electrical engineering and electrophysics	
BARANOV M.I. Strong and weak streaming free electron scattering in metallic conductor with electric conduction current	3
ZHUIKOV V.Y., ROMASHKO V.Y., VERBYTSKY Y.V. Numerically-analytical method of free mode functions calculation	9
STADNIK I.P., FILIPPOV D.M. Integral equation method for calculation of eddy currents in the moving extensive ferromagnetic conductors illustrated on the linear asynchronous electric motor.....	14
BELINSKY V.V., BOZHKO I.V., CHARNY D.V. Pulse corona discharge on conducting liquid surface and its use for water treatment.....	21
Conversion of electric energy parameters	
PERESADA S.M., BOVKUNOVYCH V.S., KOVBASA S.N. Matsuse adaptive observer: new synthesis, guaranteeing the asymptotic nature of evaluation of flux linkage vector and rotor active resistance of asynchronous motor	28
MYCHALSKY V.M. Overmodulation mode in the process of controlling of autonomous voltage inverter with pulse-width modulation.....	33
Electromechanical energy conversion	
ZOLOTARIOV V.M., SHCHERBA A.A., PODOLTSEV A.D. Modelling of dynamic processes in electromechanical system for the control of superhigh-voltage cable movement in slant extrusion-type line.....	44
VYHOVSKY O.V. Assessment of defects impact in a stator mandrel and winding of turbogenerator on maximum temperatures and showings of thermocontrol regular system	52
Electric power systems and installations	
KYRYLENKO O.V., PAVLOVSKY V.V., LUKIANENKO L.M., ZORIN Y.V. Analysis of voltage rating of power systems.....	59
Information-measuring systems in power engineering	
BRAHYNETS L.A., ZAITSEV E.A. Noise resistance of phase laser vibration sensors	67
ROSOV V.Yu. To the 40th anniversary of the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects of the NAS of Ukraine	74
To the 60th anniversary of academician of NAS of Ukraine O.V.KIRILENKO.....	81
To the 75th anniversary of corresponding member of NAS of Ukraine V.G.KUZNETSOV.....	82
RULES of presentation of the papers.....	83
Abstracts	84

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 № 4 від 18.03.2010р. Підписано до друку 16 .04.2010. Формат 60x84/8. Пап. друк. офс. Офсет. Ум.-друк. арк. 10,0. Тираж 300 прим. Зам. 47. Зареєстровано 20.01.94. Свідомство: серія КВ, № 388. Ціна договірна.

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

УДК 621.3:537.3

М. И. Баранов, докт. техн. наук (НИПКИ «Молния» Нац. техн. ун-та «ХПИ», Харьков)**СЛАБОЕ И СИЛЬНОЕ РАССЕЯНИЕ ДРЕЙФУЮЩИХ СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ
В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ТОКОМ
ПРОВОДИМОСТИ**

Сформулированы физические условия, приближенно определяющие слабое и сильное рассеяние узлами кристаллической решетки металла дрейфующих свободных электронов в круглом тонком металлическом проводнике с аксиальным электрическим током проводимости различных амплитудно-временных параметров.

Сформульовано фізичні умови, що приблизно визначають слабке і сильне розсіювання вузлами кристалічних решіток металу дрейфуючих вільних електронів у круглому тонкому металевому провіднику з аксіальним електричним струмом провідності різних амплітудно-тимчасових параметрів.

Введение. Металлические проводники круглой цилиндрической конфигурации с аксиальным электрическим током проводимости различных амплитудно-временных параметров (АВП) нашли широкое практическое использование в многообразной номенклатуре токопроводов (изолированные и оголенные провода, шнуры и кабели [17]), повсеместно применяемых в электротехнике, электроэнергетике, радиоэлектронике, технике высоких напряжений и больших импульсных токов (например, при передаче электрической энергии, электрическом взрыве проводников, в ошиновке силового электроэнергетического и мощного сильноточного электрофизического оборудования и в других электрообластях [15,16]). В [2–4] на основе фундаментальных положений квантовой физики и электродинамики были получены приближенные расчетные квантовомеханические соотношения, отражающие вероятностные закономерности продольного распределения в металле тонкого круглого радиусом r_{np} изотропного прямолинейного проводника длиной l_{np} его элементарных носителей электричества – дрейфующих свободных электронов. Эти соотношения базируются на расчетной модели слабо рассеиваемых узлами (положительными ионами) кристаллической решетки металла проводника и продольно дрейфующих под действием приложенного к нему электрического напряжения U_{np} свободных электронов, которая соответствует одноэлектронному приближению Хартри-Фока, положенному в основу классической зонной теории металлов [15]. Несмотря на приближенный характер полученных в [2–4] квантовомеханических соотношений, основывающихся на решении одномерного волнового уравнения Шредингера для указанного проводника [2], они позволили предсказать новый квантовый эффект в металлическом проводнике с импульсным электрическим током произвольных АВП, связанный с возникновением в нем (проводнике) продольной периодической электронной и тепловой макроскопической структуры, характеризующейся наличием относительно “горячих” шириной Δz_r и “холодных” шириной Δz_x продольных участков [3,6]. На основе данного эффекта автором был предложен и обоснован новый возможный механизм продольной стратификации электрически взрывающихся проводников под воздействием импульсных токов большой плотности [4,6]. Недавно макроскопическое проявление этого эффекта, обусловленного квантованием энергии дрейфующих свободных электронов в продольном импульсном электрическом поле проводника с усредненной напряженностью $E_{np} = U_{np} / l_{np}$ и последующим формированием волновых электронных пакетов, было экспериментально обнаружено и описано в круглом оцинкованном стальном проводе радиусом

$r_{np}=0,8$ мм и длиной $l_{np}=320$ мм с мощным аperiodическим временной формы 9 мс/576 мс импульсом тока проводимости большой плотности, достигающей амплитудного значения $\delta_{np}=0,4$ кА/мм² [8,9]. В этой связи несомненный научный и практический интерес представляет электрофизическая задача, связанная с квантовомеханической оценкой условий физической применимости предложенных расчетных моделей.

Целью данной статьи является нахождение физических условий, определяющих в первом приближении слабое и сильное рассеяние положительными ионами (узлами) кристаллической решетки круглого металлического проводника с электрическим током проводимости различных АВП продольно дрейфующих в нем свободных электронов.

Постановка задачи исследования. Рассмотрим включенный в электрическую цепь круглый сплошной изотропный тонкий металлический проводник цилиндрической конфигурации без изоляции радиусом r_{np} и длиной $l_{np} \gg r_{np}$, по которому в его продольном направлении под действием приложенного к противоположным концам проводника электрического напряжения $U_{np}(t)$ вдоль оси OZ протекает импульсный электрический ток проводимости $i_{np}(t)$ с произвольными АВП (рис. 1). Примем, что данный ток равномерно распределен с плотностью $\delta_{np}(t)$ по поперечному сечению $S_{np} = \pi r_{np}^2$ проводника и не вызывает значительного нагрева его материала. Считаем, что при этом

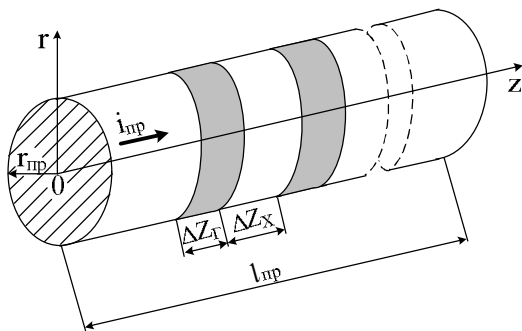


Рис. 1

температура джоулевого нагрева материала неизолированного проводника соответствует его длительно допустимой температуре, лимитируемой условиями надежной работы его торцевых контактных подсоединений к электрической цепи и не превышающей в нашем случае 70 °С [18]. Полагаем, что в рассматриваемом проводнике кристаллическая решетка, в узлах которой размещены положительные ионы его материала, не содержит атомов примесей и имеет кубическую структуру с периодом, равным a . На рис. 2 показано схематическое изображение в цилиндрической системе координат “картины” распространения дебройлевских продольных электронных волн между положительными ионами (узлами) кристаллической решетки металла проводника с электрическим током проводимости. В соответствии с известными положениями волновой механики считаем, что дрейфующие свободные электроны в металле исследуемого проводника подчиняются корпускулярно-волновому дуализму и квантовой статистике Ферми-Дирака [5,10]. Ограничимся случаем, когда при решении рассматриваемой квантовомеханической задачи возможно использование приближения, согласно которому корреляционным взаимодействием свободных электронов друг с другом и с ионами металла проводника можно пренебречь (модель Хартри-Фока [7,15]), а влияние электронов и ионов кристаллической решетки материала проводника на исследуемый дрейфующий свободный электрон будет приближенно учитываться их результирующим электрическим полем в межатомном пространстве с усредненной напряженностью E_{np} [4]. Пусть на данном этапе исследования пространственно-временная эволюция свободных электронов проводника приближенно определяется квантованными одномерными продольными волновыми функциями $\psi_n(z,t)$, где $n=1,2,3,\dots$ – целое квантовое число, являющимися собственными

температура джоулевого нагрева материала неизолированного проводника соответствует его длительно допустимой температуре, лимитируемой условиями надежной работы его торцевых контактных подсоединений к электрической цепи и не превышающей в нашем случае 70 °С [18]. Полагаем, что в рассматриваемом проводнике кристаллическая решетка, в узлах которой размещены положительные ионы его материала, не содержит атомов примесей и имеет кубическую структуру с периодом, равным a . На рис. 2 показано схематическое изображение в цилиндрической системе координат “картины” распространения дебройлевских продольных электронных волн между положительными ионами (узлами) кристаллической решетки металла проводника с электрическим током проводимости. В соответствии с известными положениями волновой механики считаем, что дрейфующие свободные электроны в металле исследуемого проводника подчиняются корпускулярно-волновому дуализму и квантовой статистике Ферми-Дирака [5,10]. Ограничимся случаем, когда при решении рассматриваемой квантовомеханической задачи возможно использование приближения, согласно которому корреляционным взаимодействием свободных электронов друг с другом и с ионами металла проводника можно пренебречь (модель Хартри-Фока [7,15]), а влияние электронов и ионов кристаллической решетки материала проводника на исследуемый дрейфующий свободный электрон будет приближенно учитываться их результирующим электрическим полем в межатомном пространстве с усредненной напряженностью E_{np} [4]. Пусть на данном этапе исследования пространственно-временная эволюция свободных электронов проводника приближенно определяется квантованными одномерными продольными волновыми функциями $\psi_n(z,t)$, где $n=1,2,3,\dots$ – целое квантовое число, являющимися собственными

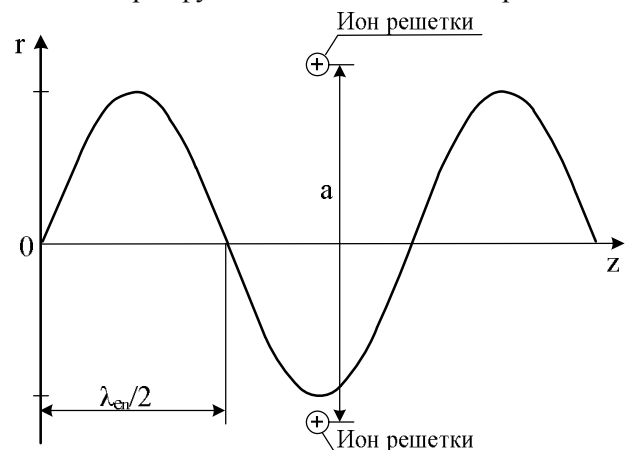


Рис. 2

квантованными решениями соответствующего одномерного волнового уравнения Шредингера [2–4]. Требуется с учетом принятых допущений найти физические условия, определяющие применение для рассматриваемого проводника расчетных моделей, основанных на приближении слабого и сильного рассеяния дебройлевских электронных волн на положительных ионах кристаллической решетки металла проводника.

Условие сильного рассеяния свободных электронов в проводнике. Из физики распространения в твердом теле тормозного (непрерывного) и характеристического (линейчатого) рентгеновского излучений следует, что этот вид суперкоротких электромагнитных волн (длина волны от 10^{-14} до 10^{-7} м [12]) начинает испытывать в металлическом материале большое рассеяние тогда, когда отдельные отраженные “рентгеновские” электромагнитные волны от плоских монослоев положительных ионов его кристаллической решетки совпадают по фазе [11]. Согласно принятым нами допущениям и [14] продольную электронную волну де Бройля, которая описывает поведение дрейфующего свободного электрона в металле исследуемого проводника, в первом приближении можно считать плоской электромагнитной волной с соответствующей ее квантовомеханической природе дискретной длиной λ_{en} , где $n=1,2,3,\dots$ – целое квантовое число [4]. В этой связи на рассматриваемые продольные дебройлевские электронные волны в проводнике с электрическим током проводимости $i_{\text{пр}}(t)$, обусловленные продольным дрейфом свободных электронов и описываемые продольными волновыми $\psi_n(z, t)$ -функциями, можно распространить электрофизический подход, положенный в основу изучения особенностей рассеяния коротковолновых электромагнитных волн рентгеновского диапазона на кристаллической структуре металла проводника. С учетом изложенного выше запишем в аналитической форме подтвержденное многочисленными экспериментами известное условие Брэгга-Вульфа для сильного рассеяния электромагнитных волн рентгеновского диапазона на положительных ионах кристаллической решетки металлического проводника в следующем виде [11,14]:

$$k_n = n\pi / a, \quad (1)$$

где k_n – дискретное волновое число для рентгеновских плоских электромагнитных волн, распространяющихся в металле с кристаллической решеткой, период которой равен a (на практике для основных проводниковых материалов величина a численно составляет порядка 10^{-9} м [1]); $n=1,2,3,\dots$ – целочисленный натуральный ряд.

Полученное автором в результате приближенного решения одномерного стационарного волнового уравнения Шредингера квантованное волновое число для продольных дебройлевских электронных волн в исследуемом металлическом проводнике длиной $l_{\text{пр}}$ с электрическим током проводимости $i_{\text{пр}}(t)$ различных АВП определяется следующим квантовомеханическим соотношением [2,4]:

$$k_n = 2\pi / \lambda_{en} = n\pi / l_{\text{пр}}, \quad (2)$$

где λ_{en} – квантованная длина волн де Бройля в металле исследуемого проводника с электрическим током проводимости, обусловленным продольным дрейфом в нем свободных электронов; $n=1,2,3,\dots$ – целое квантовое число.

Анализ соотношений (1) и (2) указывает на их структурную схожесть. Кроме того, из (2) следует то, что для квантованной полуволны де Бройля в металлическом проводнике с электрическим током проводимости произвольных АВП будет справедливо следующее квантовомеханическое соотношение:

$$\lambda_{en}/2 = l_{\text{пр}} / n. \quad (3)$$

На основании выражения (3) можно сделать важный электрофизический вывод о том, что на длине $l_{\text{пр}}$ исследуемого проводника из-за квантовомеханических особенностей продольного распределения в нем дрейфующих свободных электронов всегда укладывается целое квантованное число продольных дебройлевских электронных полуволн, характеризующихся длиной $\lambda_{en}/2$. Здесь следует для сравнения отметить то важное и интересное физическое обстоятельство, что согласно современным классическим воззрениям на “картину” устройства микромира для квантовомеханической модели атома любого вещества на его вероятностных электронных орбиталях (энергетических уровнях) всегда умещается целое квантованное число электронных волн де Бройля соответствующей длины

$\lambda_n = h / (m_e v_n)$, где $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона; v_n – квантованная скорость связанного электрона на n -ой орбитали атома; $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое число, равное порядковому номеру электронной орбитали в атоме по мере ее удаления от его ядра [1,12].

Сравнение выражений (1) и (2) показывает, что для обеспечения в принятом приближении сильного рассеяния продольных дебройлевских электронных волн (дрейфующих свободных электронов) на положительных ионах (узлах) кристаллической решетки металла рассматриваемого проводника должно выполняться следующее физическое условие:

$$\lambda_{en} / 2 = l_{пр} / n = a / n. \quad (4)$$

Так как на практике для металлических проводников макроскопическая длина $l_{пр}$ принимает по отношению к периоду a кристаллической решетки их материала значительные величины ($l_{пр} \gg a$), то выполнить условие (4) при используемых допущениях оказывается невозможно. Отсюда можно заключить, что при незначительном джоулевым нагреве материала проводника с электрическим током проводимости $i_{пр}(t)$ и соответственно сравнительно небольшой амплитуде гармонических колебаний положительных ионов металла (значительно меньше половины периода решетки $a/2$) для него приближенно может быть использована модель слабого рассеяния дрейфующих свободных электронов на узлах его кристаллической решетки.

В пользу такого вывода свидетельствует и оценка усредненной длины λ_{ec} дрейфующего свободного электрона в металле рассматриваемого проводника, равной согласно формуле де Бройля следующей величине [12]: $\lambda_{ec} = h / (m_e v_{ec})$, где $v_{ec} = \delta_{np} / (e_0 n_{e0})$ – средняя скорость дрейфа свободного электрона массой m_e в проводнике; δ_{np} – усредненное значение плотности тока в проводнике; $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – элементарный электрический заряд свободного электрона; n_{e0} – усредненная плотность свободных электронов в металле проводника до протекания в нем электрического тока проводимости (м^{-3}). Известно, что величина n_{e0} равна концентрации атомов N_0 (м^{-3}) металла проводника, умноженной на его валентность, определяемую числом неспаренных электронов на внешних валентных электронно-энергетических уровнях атомов материала проводника [19]. Что касается величины N_0 , то она для металлического проводника с плотностью его материала d_{np} определяется из следующего расчетного соотношения [12]:

$$N_0 = d_{np} (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (5)$$

где M_a – атомная масса материала проводника.

Воспользовавшись приведенными выше расчетными соотношениями, например, для тонкого стального проводника ($d_{np} = 7820$ кг/ м^3 ; $M_a = 55,85$; $N_0 = 0,84 \cdot 10^{29}$ м^{-3} ; $n_{e0} = 1,68 \cdot 10^{29}$ м^{-3} ; $r_{np} = 0,15 \cdot 10^{-3}$ м; $S_{пр} = 7,07 \cdot 10^{-8}$ м^2) при $\delta_{np} = 6,87 \cdot 10^8$ А/ м^2 [13] получаем, что длина усредненной дебройлевской полуволны $\lambda_{ec} / 2$ в металлической микроструктуре проводника оказывается равной $1,425 \cdot 10^{-2}$ м. Видно, что в данном практическом случае, использованном в [13] при изучении “горячих” и “холодных” продольных участков в тонком стальном проводе с постоянным аксиальным током большой плотности, выполняется неравенство вида $\lambda_{ec} / 2 \gg a$. Поэтому, исходя из (4), можно констатировать, что в рассматриваемом случае сильного рассеяния дрейфующих свободных электронов на узлах кристаллической решетки стального проводника наблюдаться не будет. Этот результат качественно соответствует известному закону Рэлея для рассеяния электромагнитных волн относительно малой круговой частоты ω на системе электрических зарядов (в нашем случае малой по сравнению с собственной круговой частотой ω_0 колебаний положительных ионов металла в кристаллической решетке материала проводника), согласно которому сечение их (волн) рассеяния будет применительно к рассматриваемому случаю обратно пропорционально λ_{en}^4 или λ_{ec}^4 [12]. Из данного закона следует то, что чем больше длина квантованной электронной волны (полуволны) де Бройля в металле проводника по

сравнению с длиной волны дуалистического иона в узле его кристаллической решетки (или периодом решетки a), тем будет меньшим и ее рассеяние на микроструктуре проводника.

Условие слабого рассеяния свободных электронов в проводнике. Оценка согласно (3) численных значений для квантованных длин $\lambda_{en}/2$ продольных электронных полуволен де Бройля в рассматриваемом проводнике показывает, что в практических случаях сильноточной электротехники, техники и электрофизики высоких напряжений и больших токов, когда величина длины $l_{пр}$ металлического проводника принимает значительные геометрические размеры (единицы и десятки метров), для него реально выполняется следующее условие:

$$\lambda_{en}/2 \gg a/n. \quad (6)$$

Соотношение (6) представляет собой физическое условие, характеризующее слабое рассеяние на металлической неперегретой микроструктуре дрейфующих под действием E_{np} вдоль проводника свободных электронов. С учетом полученного квантовомеханического соотношения (6) можно заключить, что в технических приложениях и практических случаях применения электрического тока проводимости $i_{пр}(t)$ различных АВП, протекающего по проводникам без значительного нагрева их металла в различных технических объектах электротехники, электроэнергетики и техники высоких напряжений (больших токов), при используемых исходных данных для рассматриваемой задачи следует ожидать незначительного рассеяния дрейфующих свободных электронов на положительных ионах кристаллической решетки металла проводника. Физически это объясняется тем, что в этих случаях квантованная длина $\lambda_{en}/2$ дебройлевских электронных полуволен существенно превышает геометрические размеры периода a кристаллической структуры материала проводника и кратных ему величин a/n (рис. 2). А раз так, то продольные электронные волны де Бройля в металле проводника будут без заметной дифракции на узлах его кристаллической решетки и без значительных диссипативных потерь энергии на металлической микроструктуре проводника распространяться между его положительными ионами (атомами) вдоль продольной оси OZ исследуемого проводника. В пользу такой оценки процесса слабого рассеяния дебройлевских электронных волн на кристаллической решетке металла проводника говорят и данные, приведенные в [6] при квантовомеханическом расчете температуры нагрева материала проводника электрическим током проводимости различных АВП. В частности, это касается выполненных автором в [6,7] расчетных оценок вероятных долей (величин вероятностей P_T и P_X) рассеяния средних значений энергии Ферми W_{F0} для дрейфующих свободных электронов с усредненной плотностью n_{e0} на металлических микроструктурах “горячих” шириной Δz_T и “холодных” шириной Δz_X продольных участков проводника (рис. 1). Полученные в [6, 7] на основе положений квантовой физики расчетные результаты для неоднородного периодического продольного нагрева металлического проводника в воде (воздухе) постоянным и импульсным током, подтвержденные соответствующими проведенными экспериментами [8,9,13], показывают, что на “горячих” участках тонкого стального проводника со средней плотностью тока $\delta_{np} = 6,87 \cdot 10^8$ А/м² эта вероятная доля рассеяния значений W_{F0} не превышает 4 %, а на его “холодных” участках – 1 %.

В том случае, когда протекание по металлическому проводнику больших плотностей тока δ_{np} (порядка 10^9 А/м² и более) сопровождается интенсивным нагревом его материала за счет больших удельных джоулевых потерь в нем энергии и когда положительные ионы (узлы) кристаллической решетки металла с увеличением температуры материала проводника будут совершать все увеличивающиеся по амплитуде ангармонические колебания [19], способствующие нарастающему рассеянию на узлах решетки продольных дебройлевских электронных волн, отыскание уточненных физических условий сильного рассеяния свободных электронов на микроструктуре проводника становится отдельной самостоятельной задачей. Здесь требуется уже более углубленный анализ влияния высокоэнергетичных фононов на процесс распространения по кристаллической решетке металла проводника квантованных продольных дебройлевских электронных волн, вызываемых под воздействием приложенного к проводнику электрического напряжения $U_{пр}(t)$ продольным дрейфом в проводнике его свободных электронов.

Выводы. Выполненные квантовомеханические оценки процесса рассеяния продольно дрейфующих под воздействием усредненной напряженности продольного электрического поля E_{np} свободных электронов в круглых тонких металлических проводниках с электрическим током проводимости различных АВП на кристаллической решетке их металла показывают, что в сильноточной электротехнике, технике и электрофизике высоких напряжений и больших токов при анализе продольного распределения тока и температуры в них можно вполне обоснованно использовать приближенную расчетную модель слабого рассеяния дрейфующих свободных электронов на металлической микроструктуре исследуемых проводников.

1. Астафуров В.И., Бусев А.И. Структура вещества. – М.: Просвещение, 1977. – 160 с.
2. Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника. – 2005. – №7. – С. 25–33.
3. Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости // Электротехника. – 2006. – №7. – С. 29–34.
4. Баранов М.И. Новые физические подходы и механизмы при изучении процессов формирования и распределения электрического тока проводимости в проводнике // Техн. электродинамика. – 2007. – №1. – С. 13–19.
5. Баранов М.И. Энрико Ферми – один из основоположников квантовой статистики, электродинамики и ядерной энергетики // Электротехника і електромеханіка. – 2007. – №2. – С. 5–12; 2007. – №3. – С. 5–11.
6. Баранов М.И. Квантовомеханический подход при расчете температуры нагрева проводника электрическим током проводимости // Техн. электродинамика. – 2007. – №5. – С. 14–19.
7. Баранов М.И. Основные характеристики вероятностного распределения свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Техн. электродинамика. – 2008. – №1. – С. 8–12.
8. Баранов М.И. Экспериментальное исследование квантового эффекта локальной продольной концентрации дрейфующих свободных электронов в металлическом проводе с импульсным током большой плотности // Техн. электродинамика. – 2008. – №2. – С. 9–15.
9. Баранов М.И. Экспериментальное обнаружение и исследование “горячих” и “холодных” продольных участков в тонком металлическом проводе с импульсным током большой плотности // Электротехніка і електромеханіка. – 2008. – №3. – С. 63–68.
10. Дирак П.А.М. Принципы квантовой механики / Пер. с англ. под ред. акад. В.А.Фока. – М.: Наука, 1979. – 480 с.
11. Кудрявцев П.С. Курс истории физики. – М.: Просвещение, 1974. – 312 с.
12. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики./ Отв. ред. В.К.Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
13. Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током // Вестник МГТУ им. Н.Э.Баумана. Серия: Машиностроение. – 2003. – №1. – С. 37–47.
14. Солимар Л., Уоли Д. Лекции по электрическим свойствам материалов./ Пер. с англ. под ред. С.И.Баскакова. – М.: Мир, 1991. – 504 с.
15. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники / Под ред. Б.Х.Кривицкого, В.Н.Дулина. Т.1. – М.: Энергия, 1977. – 504 с.
16. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В.С.Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
17. Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник / Под ред. Н.И.Белоруссова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536 с.
18. Электротехнический справочник. Производство и распределение электрической энергии / Под ред. И.Н.Орлова и др. – М.: Энергоатомиздат, Т.3, кн. 1, 1988. – 880 с.
19. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.

Надійшла 15.07.2008

В. Я. Жуйков, докт. техн. наук, **В. Я. Ромашко**, канд. техн. наук, **Є. В. Вербицький**
(Національний технічний університет України „КПІ”, Київ)

ЧИСЕЛЬНО-АНАЛІТИЧНИЙ МЕТОД РОЗРАХУНКУ ФУНКЦІЙ ВІЛЬНОГО РЕЖИМУ

У статті розглянуто чисельно-аналітичний метод розрахунку функцій вільного режиму та виведено аналітичну формулу для їхнього розрахунку. Розроблено алгоритм розрахунку функцій вільного режиму цим методом та проведено порівняння ефективності цього алгоритму з чисельними методами розрахунку функцій вільного режиму.

В статье рассмотрен численно-аналитический метод расчета функций свободного режима и выведена аналитическая формула для их расчета. Разработан алгоритм расчета функций свободного режима и проведено сравнение эффективности этого алгоритма с численными методами расчета функций свободного режима.

Пристрої силової електроніки широко застосовуються для комутації електричних кіл, регулювання та перетворення параметрів електричної енергії. Оскільки для таких пристроїв одним з найважливіших параметрів є коефіцієнт корисної дії, силові напівпровідникові прилади в них найчастіше працюють у ключовому режимі. У ввімкненому стані опір цих приладів є значно меншим опору інших елементів, а у вимкненому – значно більшим. Тому при аналізі електромагнітних процесів в таких пристроях найчастіше їх замінюють ідеальними ключами. В результаті одержують електричні ланцюги, параметри або структура яких дискретно змінюється в моменти комутацій. У [2] такі ланцюги названо дискретно-лінійними. Основним методом розрахунку перехідних процесів у цих ланцюгах є метод припасовування [3]. Головним недоліком цього методу є його висока трудомісткість. При аналітичних розрахунках це пов'язано з необхідністю розв'язувати диференціальні рівняння на кожному інтервалі між комутаціями і „припасовувати” результати, одержані в кінці попереднього інтервалу до розрахунку наступного інтервалу. Складність розрахунків в значній мірі залежить від того, яким методом одержано рішення на інтервалах.

При використанні чисельних методів для розрахунку квазіусталеного режиму доводиться розглядати весь багатоступінчатий перехідний процес (БПП). При цьому крок інтегрування диференціальних рівнянь обмежується умовами стійкості і точності процесу інтегрування.

Для зменшення трудомісткості метода припасовування в [2] запропоновано описувати процеси на інтервалах між комутаціями за допомогою функцій вільного режиму (ФВР) електричного ланцюга. При використанні ФВР розрахунок БПП зводиться до використання рекурентних формул, що значно спрощує розрахунки та зменшує їх трудомісткість. В [1] запропоновано алгоритм прискореного чисельно-аналітичного розрахунку перехідного процесу, при якому процеси на 1-му періоді, зокрема ФВР, розраховуються чисельними методами, а всі інші періоди – аналітичним методом з використанням рекурентних формул. Це дало можливість значно пришвидшити розрахунок БПП, особливо в тих випадках, коли ці процеси тривають значну кількість періодів. При невеликій кількості періодів переваги запропонованого алгоритму стають незначними. Це пов'язано з необхідністю розрахунку числових значень ФВР для 1-го періоду. Оскільки це обчислення здійснюється чисельними методами з невеликим кроком інтегрування, воно складає до 90% часу, необхідного для розрахунку всього БПП [1]. Тому для підвищення ефективності розрахунку БПП за допомогою ФВР необхідно, в першу чергу, знайти метод, за допомогою якого розрахунок ФВР займатиме менше часу.

Для зменшення часу розрахунку ФВР доцільно застосовувати чисельно-аналітичні методи, які поєднують простоту розрахунків чисельних і ефективність аналітичних методів, що спрощує аналітичні формули розрахунку ФВР та дає змогу розраховувати ФВР ланцюгів вищих порядків. При цьому час розрахунку перехідних процесів збільшиться не значно в порівнянні з аналітичними методами.

Спочатку розглянемо найпростіший випадок – RL -ланцюг першого порядку. Як відомо, ФВР такого ланцюга $f_{LL}(t)$ виражається експонентою [2]

$$f_{LL}(t) = e^{-\alpha t}, \quad (1)$$

де α – коефіцієнт затухання; t – час.

Припустимо, що за допомогою розв'язання диференційного рівняння чисельним методом знайдено значення цієї ФВР в момент часу t_1 :

$$f_{LL}(t_1) = x. \quad (2)$$

Прирівнявши (1) і (2) при $t=t_1$, отримаємо

$$e^{-\alpha \cdot t_1} = x. \quad (3)$$

Піднесемо праву і ліву частину рівняння (3) до степеня z . Тоді отримаємо

$$e^{-\alpha(z \cdot t_1)} = x^z. \quad (4)$$

З рівняння (4) видно, що аргументом аналітичного виразу ФВР стало значення $z \cdot t_1$, тобто операцією піднесення до степеня z обчислюється значення ФВР в точці $z \cdot t_1$

$$f_{LL}(z \cdot t_1) = x^z. \quad (5)$$

Таким чином, в ланцюгу першого порядку, визначивши одне числове значення ФВР, усі кратні значення знаходять аналітично.

Розглянемо можливість розрахунку ФВР чисельно-аналітичним методом в ланцюгах вищих порядків. Для наочності візьмемо LC-ланцюг другого порядку.

Вільний процес у такому ланцюгу описується формулами [2]:

$$\begin{cases} i_L(t) = I_0 \cdot f_{LL}(t) + U_0 \cdot f_{LC}(t); \\ u_C(t) = I_0 \cdot f_{CL}(t) + U_0 \cdot f_{CC}(t), \end{cases} \quad (6)$$

де I_0, U_0 – початкові умови.

Для розрахунку ФВР f_{LL} і f_{CL} в такому ланцюгу задається початковий струм $I_0=1$ А і початкова напруга $U_0=0$ В, тоді виконується рівність:

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = f_{LL}(t); \\ u_{C1}(t) = f_{CL}(t). \end{cases} \quad (7)$$

Для розрахунку ФВР f_{CC} і f_{LC} в LC-ланцюгу задається початковий струм $I_0=0$ А і початкова напруга $U_0=1$ В. За цих початкових умов справедлива рівність

$$\begin{cases} i_{L2}(t) = f_{LC}(t); \\ u_{C2}(t) = f_{CC}(t). \end{cases} \quad (8)$$

Уявимо, що є два ідентичні LC-ланцюги. В першому ланцюгу ми задали початкові умови $I_0=1$ А і $U_0=0$ В для розрахунку ФВР f_{LL} і f_{CL} . В другому – $I_0=0$ А і $U_0=1$ В для розрахунку ФВР f_{CC} і f_{LC} .

Припустимо, що в цих ланцюгах у момент часу $t=0$ одночасно почався вільний процес. Розрахуємо числові значення ФВР у момент часу $2t_1$ через відомі числові значення ФВР в момент часу t_1 . Через те, що в ланцюгах були задані одиничні початкові умови, то числові значення ФВР тотожно рівні відповідним змінним стану.

Позначимо числові значення ФВР в момент часу t_1 таким чином:

$$f_{LL}(t_1) = i_{L1}(t_1) = a_1; \quad f_{CL}(t_1) = u_{C1}(t_1) = b_1; \quad (9,10)$$

$$f_{LC}(t_1) = i_{L2}(t_1) = a_2; \quad f_{CC}(t_1) = u_{C2}(t_1) = b_2. \quad (11,12)$$

Зафіксуємо момент часу t_1 і припустимо, що вільний процес починається саме з цього моменту часу при ненульових початкових умовах a_1, b_1, a_2, b_2 . Тоді перехідний процес у першому ланцюгу

описується формулами

$$\begin{cases} i_{L1}(t+t_1) = a_1 \cdot f_{LL}(t) + b_1 \cdot f_{LC}(t); \\ u_{C1}(t+t_1) = a_1 \cdot f_{CL}(t) + b_1 \cdot f_{CC}(t), \end{cases} \quad (13)$$

а у другому –

$$\begin{cases} i_{L2}(t+t_1) = a_2 \cdot f_{LL}(t) + b_2 \cdot f_{LC}(t); \\ u_{C2}(t+t_1) = a_2 \cdot f_{CL}(t) + b_2 \cdot f_{CC}(t). \end{cases} \quad (14)$$

Підставимо до (13) і (14) замість числових значень початкових умов другого періоду ФВР з формул (9)–(12). Тоді перший і другий ланцюг відповідно:

$$\begin{cases} i_{L1}(t+t_1) = f_{LL}(t_1) \cdot f_{LL}(t) + f_{CL}(t_1) \cdot f_{LC}(t); \\ u_{C1}(t+t_1) = f_{LL}(t_1) \cdot f_{CL}(t) + f_{CL}(t_1) \cdot f_{CC}(t). \end{cases} \quad \begin{cases} i_{L2}(t+t_1) = f_{LC}(t_1) \cdot f_{LL}(t) + f_{CC}(t_1) \cdot f_{LC}(t); \\ u_{C2}(t+t_1) = f_{LC}(t_1) \cdot f_{CL}(t) + f_{CC}(t_1) \cdot f_{CC}(t). \end{cases} \quad (15,16)$$

Через те, що перехідний процес у цих ланцюгах починався з ненульових початкових умов, то за своїм фізичним змістом змінні стану ланцюгів $i_{L1}, u_{C1}, i_{L2}, u_{C2}$ є відповідними ФВР (7, 8), тому, замінивши змінні стану на відповідні ФВР, будемо мати:

$$\begin{cases} f_{LL}(t+t_1) = f_{LL}(t_1) \cdot f_{LL}(t) + f_{CL}(t_1) \cdot f_{LC}(t); \\ f_{CL}(t+t_1) = f_{LL}(t_1) \cdot f_{CL}(t) + f_{CL}(t_1) \cdot f_{CC}(t); \\ f_{LC}(t+t_1) = f_{LC}(t_1) \cdot f_{LL}(t) + f_{CC}(t_1) \cdot f_{LC}(t); \\ f_{CC}(t+t_1) = f_{LC}(t_1) \cdot f_{CL}(t) + f_{CC}(t_1) \cdot f_{CC}(t). \end{cases} \quad (17)$$

За допомогою формул (17) значення ФВР у момент часу $t+t_1$ знаходяться через значення ФВР у моменті часу t і t_1 , тобто ця формула дає можливість отримати величину ФВР в деякий на-ступний момент часу, знаючи величини ФВР у попередні моменти часу. Але в формулі (17) є не тільки числові, а й аналітичні вирази ФВР. Для того, щоб їх позбутися, потрібно підставити замість аналітичних виразів ФВР їхні числові значення. Вони відомі лише в момент часу t_1 , тому підставляємо їх:

$$\begin{cases} f_{LL}(2 \cdot t_1) = f_{LL}(t_1) \cdot f_{LL}(t_1) + f_{CL}(t_1) \cdot f_{LC}(t_1); \\ f_{CL}(2 \cdot t_1) = f_{LL}(t_1) \cdot f_{CL}(t_1) + f_{CL}(t_1) \cdot f_{CC}(t_1); \\ f_{LC}(2 \cdot t_1) = f_{LC}(t_1) \cdot f_{LL}(t_1) + f_{CC}(t_1) \cdot f_{LC}(t_1); \\ f_{CC}(2 \cdot t_1) = f_{LC}(t_1) \cdot f_{CL}(t_1) + f_{CC}(t_1) \cdot f_{CC}(t_1). \end{cases} \quad (18)$$

При розрахунках за формулою (18) отримано числові значення ФВР в момент часу $2t_1$. Для знаходження значень ФВР в момент часу zt_1 , де z – будь-яке натуральне число, в формулу (17) необхідно підставити $t=(z-1) \cdot t_1$.

Узагальнимо чисельно-аналітичний метод на ланцюги будь-якого порядку. Візьмемо ланцюг n -ого порядку з i індуктивностями та j ємностями ($n=i+j$). Для наочності введемо наскрізну нумерацію реактивних елементів: порядковий номер індуктивностей буде співпадати з їхнім позначенням на електричній схемі ланцюга, а нумерація ємностей зміщена на кількість індуктивностей i .

В формулі (17) значення ФВР в точці t_1 – це відповідні значення змінних стану ланцюга ((9)-(12)). Тому для узагальнення формул чисельно-аналітичного методу потрібно записати рекурентні формули вільного процесу, а потім струми та напруги реактивних елементів у цих формулах замінити на відповідні значення ФВР. Зробивши цю заміну, отримаємо узагальнену формулу розрахунку ФВР:

$$f_{ab}(t+t_1) = \sum_{l=1}^n f_{al}(t) \cdot f_{lb}(t_1). \quad (19)$$

Аналіз формул (20) і (21) показав, що їх можна записати у матричному вигляді. Кожна з матриць складається з усіх ФВР ланцюга. Структура і порядок запису ФВР у матрицях будь-якого порядку однакова. Загальний вигляд цієї матриці:

$$F(t) = \begin{pmatrix} f_{11}(t) & f_{12}(t) & \dots & f_{1(n-1)}(t) & f_{1n}(t) \\ f_{21}(t) & f_{22}(t) & \dots & f_{2(n-1)}(t) & f_{2n}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ f_{(n-1)1}(t) & f_{(n-1)2}(t) & \dots & f_{(n-1)(n-1)}(t) & f_{(n-1)n}(t) \\ f_{n1}(t) & f_{n2}(t) & \dots & f_{n(n-1)}(t) & f_{nn}(t) \end{pmatrix}. \quad (20)$$

Матрична форма рівняння (19) має такий вигляд:

$$F(t+t_1) = F(t) \cdot F(t_1). \quad (21)$$

З аналізу формули (21) видно, що для знаходження значень ФВР у точці $t+t_1$, потрібно матрицю значень ФВР $F(t)$ домножити на матрицю значень ФВР $F(t_1)$. Тобто матриця $F(t_1)$ виконує функцію зміщення числових значень ФВР на час t_1 .

Для практичних розрахунків замість невизначеного часу t підставляється час, кратний t_1 .

$$F(z \cdot t_1) = F(t_1)^z. \quad (22)$$

Формула (22) показує можливість знаходження числових значень ФВР в точках, кратних t_1 , піднесенням до відповідного степеня матриці $F(t_1)$.

Порівняємо формули (5) і (22), які отримані для розрахунку ФВР в ланцюгах першого і вищих порядків відповідно. Аналіз показує, що вони аналогічні, але записані в різній формі: формула (5) – у скалярній, формула (22) – у матричній. Це свідчить про універсальність застосування формул (21), (22) для ланцюгів будь-якого порядку, тому задача знаходження чисельно-аналітичного методу для розрахунку ФВР вирішена.

Проаналізуємо фізичний зміст отриманих формул. У формулі (21) привертає увагу те, що для розрахунку ФВР потрібно мати лише значення цих же ФВР у деякий попередній момент часу. Цей факт потребує пояснення. Справа в тому, що формули чисельно-аналітичного методу базуються на рекурентних формулах розрахунку вільного процесу з одиничними початковими умовами. Причому

розглядається n (n – кількість реактивних елементів) вільних процесів одночасно, в кожному з яких одиничні початкові умови має один із реактивних елементів, а всі інші реактивні елементи мають нульові початкові умови. Тому лише матриця $F(t)$ має фізичний смисл ФВР, а матриця $F(t_1)$ має фізичний смисл числових значень струмів і напруг в моменти комутації. Але за даних умов ці струми і напруги тотожні з відповідними ФВР. Слід зауважити, що тотожність у значеннях ФВР і струмів та напруг перемикавання спостерігається лише за одиничних початкових умов, при будь-яких інших початкових умовах ці значення відрізняються. Це свідчить про те, що ФВР повністю описують перерозподіл струмів і напруг в електричному ланцюзі.

Формула (22) цілком може використовуватися для розрахунків. Але для її ефективного використання слід застосовувати алгоритми швидкого піднесення матриць до степеня. Для більш глибокого розуміння шляхів підвищення ефективності розрахунків за формулою (22) проаналізуємо вади чисельних методів, що знижують ефективність розрахунку ФВР.

Основним недоліком чисельних методів є великий обсяг проміжних розрахунків. Припустимо, що для аналізу перехідного процесу необхідно розрахувати числові значення ФВР в k точках t_1, t_2, \dots, t_k з постійним кроком $\Delta t_p = t_m - t_{m-1}$, а крок інтегрування диференціальних рівнянь – Δt_i . На практиці $\Delta t_p \gg \Delta t_i$, тому обсяг проміжних обчислень при використанні чисельних методів дуже великий. Для його оцінки розрахуємо ефективність чисельних методів. Під ефективністю будемо розуміти співвідношення кількості точок N_p , в яких потрібно розрахувати числові значення ФВР, до загальної кількості точок N_q , в яких виконувались розрахунки. Чим більша ефективність, тим менша кількість проміжних розрахунків. В ідеальному випадку, коли числові значення ФВР розраховуються лише в потрібних точках, ефективність розрахунку дорівнювала б одиниці – $e_{\text{д}}=1$. Ідеальну ефективність мають аналітичні методи розрахунку. У даному випадку ефективність розрахунку ФВР чисельним методом складає

$$e_{\text{чМ}} = \frac{N_p}{N_q} = \frac{k}{k \cdot \Delta t_p / \Delta t_i} = \frac{\Delta t_i}{\Delta t_p} \quad (23)$$

Збільшення кроку інтегрування призводить до збільшення ефективності, але точність розрахунків при цьому зменшується. Якщо при розрахунках числових значень ФВР чисельно-аналітичним методом формулу (22) використовувати безпосередньо, то ефективність розрахунку ФВР буде такою самою, як і при використанні чисельних методів, бо кількість проміжних точок при розрахунках не зменшиться. Для збільшення ефективності розрахунків використаємо одну з переваг чисельно-аналітичних методів – скорочення проміжних обчислень.

Справді, використовуючи формулу (22), значення ФВР можна обчислювати не послідовно, а в точках по степені числа два: $t_{i(1)}, t_{i(2)}, t_{i(4)}, t_{i(8)} \dots t_{i(2^z)}$. При використанні цього підходу для зменшення проміжних розрахунків потрібно, щоб перша точка, в якій потрібно розрахувати ФВР, співпадала з рядом точок по степені числа два:

$$t_1 = t_{i(2^z)}, \quad (24)$$

де z – будь-яке натуральне число.

При використанні цього підходу застосовується такий алгоритм знаходження числових значень ФВР: – обчислення чисельним методом значень ФВР в точці $t_{i(1)}$; – обчислення значень ФВР у проміжних точках по степеням числа два $t_{i(2)}, t_{i(4)}, t_{i(8)} \dots t_{i(2^z)}$ та знаходження значень ФВР в першій точці $t_{i(2^z)}=t_1$, числові значення в якій потрібні для подальших розрахунків; – обчислення значень ФВР у потрібних точках: $t_2, t_3 \dots t_k$.

Використання такого алгоритму значно зменшує обсяг проміжних обчислень. Проміжні обчислення будуть лише до обчислення значень ФВР в першій потрібній точці t_1 . До того ж їхній обсяг значно менший, ніж при використанні чисельних методів. При обчисленні значень ФВР у всіх наступних точках проміжних обчислень взагалі не буде.

Розглянемо ефективність цього алгоритму у порівнянні з чисельним методом першого порядку. На етапах 1 і 2 числові значення ФВР розраховуються в $z+1$ точці. При цьому z перших точок є проміжними і лише числові значення ФВР останньої точки будуть використовуватись. Тому ефективність розрахунку ФВР чисельно-аналітичним методом на етапах 1 і 2 складає

$$e_{\text{чМ},2} = (z+1)^{-1}, \quad (25)$$

де z – показник степеня у формулі (24).

Збільшення ефективності розрахунку ФВР на цих етапах у порівнянні з чисельними методами обчислюється за формулою

$$\frac{e_{qA1,2}}{e_q} = \frac{\Delta t_p}{\Delta t_i} \cdot \frac{1}{z+1} = \frac{2^z}{z+1}. \quad (26)$$

На третьому етапі ФВР розраховується тільки в потрібних точках, тобто ефективність на цьому етапі дорівнює 1. Зважаючи на це, сумарна ефективність цього алгоритму:

$$e_H = k/(z+k+1), \quad (27)$$

де k – кількість точок, в яких необхідно розрахувати ФВР.

З формули (27) видно, що даний алгоритм дозволяє значно ефективніше знаходити числові значення ФВР, а при великій кількості точок, в яких необхідно розрахувати значення ФВР, ефективність цього алгоритму наближається до ідеальної.

Оцінимо збільшення ефективності розрахунку БПП (багатоступінчатого перехідного процесу) за допомогою ФВР при використанні чисельно-аналітичного методу. При розрахунку БПП із знаходженням значень ФВР чисельним інтегруванням найтрудомісткішою операцією є обчислення числових значень ФВР. На це витрачається більше 90% часу [1]. Змінні стану обчислюються за рекурентними формулами лише в потрібних точках, ефективність цього етапу дорівнює одиниці. Тому ефективність методики розрахунку БПП визначається етапом розрахунку ФВР. Ефективність розрахунку ФВР така ж, як при розрахунку перехідних процесів методом чисельного інтегрування і визначається формулою (23). Тобто при використанні чисельно-аналітичного методу підвищено ефективність найтрудомісткішого етапу розрахунку БПП. Тому, в першому наближенні, можна вважати, що ефективність розрахунку БПП збільшилася пропорційно збільшенню ефективності розрахунку ФВР. Це свідчить про значне скорочення часу розрахунку БПП у дискретно-лінійних ланцюгах.

Алгоритм розрахунку перехідних процесів чисельно-аналітичним методом доцільно використовувати і для лінійних ланцюгів. До застосування чисельно-аналітичного методу розрахунку ФВР цей підхід був неефективним у порівнянні з чисельними методами, бо кожному ФВР необхідно було розрахувати чисельним методом, на що витрачалось стільки ж часу як і на розрахунок перехідного процесу в цьому лінійному ланцюгу.

Перевіримо доцільність застосування методики з використанням ФВР для розрахунку перехідних процесів в лінійних ланцюгах при використанні чисельно-аналітичного методу розрахунку ФВР. Для цього розглянемо ланцюг порядку n . Нехай перехідний процес для нього треба розрахувати в k точках. Співвідношення часового інтервалу між сусідніми точками і кроку інтегрування $\Delta t_p/\Delta t_i = 2^z$. Тоді кожна ФВР обчислюється в $z+k$ точках.

Для розрахунку числових значень усіх ФВР потрібно провести обчислення в $n^2 \cdot (z+k)$ точках. Рекурентні формули застосовують в k точках. Будемо вважати трудомісткість обчислення рекурентних формул і числових значень ФВР однаковими. Тоді загалом потрібно провести обчислення в такій кількості точок:

$$N_{qA} = n^2 \cdot (z+k) + k. \quad (28)$$

При використанні чисельного методу обчислення необхідно провести у кількості точок

$$N_q = k \cdot n \cdot \Delta t_p / \Delta t_i. \quad (29)$$

Для прикладу розглянемо ланцюг порядку $n=6$. Нехай перехідний процес для нього потрібно розрахувати в $k=1000$ точках. Співвідношення часового інтервалу між сусідніми точками і кроку інтегрування $\Delta t_p/\Delta t_i = 2^{10} = 1024$, ($z=10$).

Підставивши ці числові значення до формул (28) і (29) і поділивши їх одна на одну, отримаємо приріст швидкості розрахунку перехідного процесу чисельно-аналітичним методом. За таких умов швидкість розрахунку перехідного процесу зростає в 164 рази.

Завдяки високій ефективності розрахунку ФВР чисельно-аналітичним методом розрахунок перехідних процесів в лінійних та дискретно-лінійних ланцюгах займає значно менше часу, тому цей метод розрахунку потребує подальших досліджень, зокрема, стосовно точності отриманих результатів та факторів, які на неї впливають.

1. Жуйков В.Я., Ромашко В.Я., Вербицький С.В. Ефективність розрахунку багатоступінчатого перехідного процесу з використанням функцій вільного режиму в середовищі MatLab. // Техн. електродинаміка. Тем. вип. „Силова електроніка та енергоефективність”. – 2009. – Ч. 2. – С. 78–81.

2. Ромашко В.Я. Дискретно-лінійні електричні ланцюги. Теорія та розрахунок. – К.: Аверс, 2005. – 175с.

3. Тонкаль В.Е., Руденко В.С., Жуйков В.Я. Вентильные преобразователи переменной структуры. – К.: Наукова думка, 1989. – 336 с.

Надійшла 21.10.2009

И. П. Стадник, докт. техн. наук, Д. М. Филиппов (Таврический нац. ун-т, Симферополь)

МЕТОД ИНТЕГРАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ ДЛЯ РАСЧЕТА ВИХРЕВЫХ ТОКОВ В ДВИЖУЩИХСЯ ПРОТЯЖЕННЫХ ФЕРРОМАГНИТНЫХ ПРОВОДНИКАХ С ИЛЛЮСТРАЦИЕЙ НА ЛИНЕЙНОМ АСИНХРОННОМ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕ

Приведен вывод системы интегральных уравнений относительно плотностей вихревых токов и микротоков в случае расположения протяженных ферромагнитных проводников, некоторые из которых совершают прямолинейное и равномерное движение, в синусоидальном плоскопараллельном магнитном поле. Метод проиллюстрирован на примере линейного асинхронного электродвигателя.

Наведено виведення системи інтегральних рівнянь відносно щільностей вихрових струмів і мікрострумів у випадку розташування протяжених ферромагнітних провідників, деякі з яких здійснюють прямолінійний і рівномірний рух, в синусоїдальному плоскопаралельному магнітному полі. Метод проілюстровано на прикладі лінійного асинхронного електродвигуна.

Оптимизация геометрических параметров линейных асинхронных электродвигателей является важным этапом проектирования таких двигателей. Обычно применяют приближенные методы расчета электромагнитного поля и тягового усилия линейного асинхронного электродвигателя [6]. В

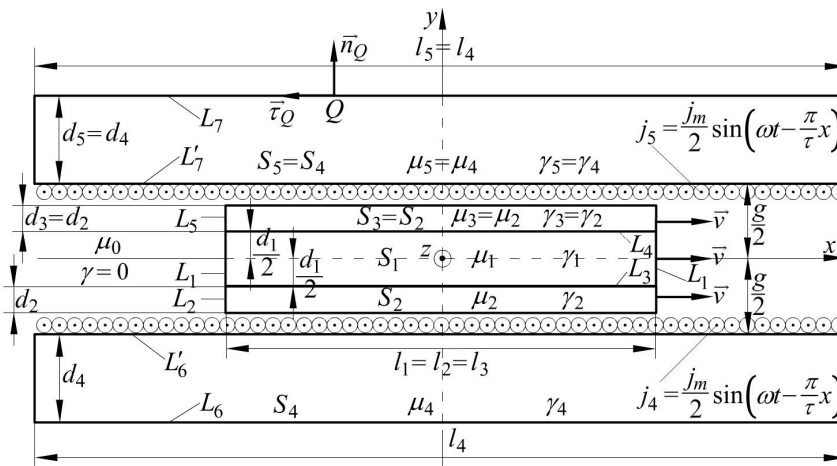


Рис. 1

данной статье для решения этой задачи предлагается метод интегральных уравнений. При этом используется одно существенное допущение: ширина двигателя (размер в направлении протекания рабочего тока в обмотке, то есть в направлении оси z (рис. 1)) существенно больше других размеров.

В [2,3] такая задача (при всех неподвижных проводниках) решалась методом собственных функций, который в плане временных затрат на вычисления не является оптимальным. В [4] рассматривался случай ферромаг-

нитных неподвижных проводников.

Вывод системы интегральных уравнений относительно плотности тока и линейной плотности микротока. Метод расчета вихревых токов в протяженных ферромагнитных проводниках проиллюстрируем на примере модели линейного асинхронного электродвигателя (сечение плоскостью xOy показано на рис. 1), то есть рассмотрим систему n протяженных ферромагнитных проводников, расположенных в заданном синусоидальном во времени плоскопараллельном магнитном поле. На рис. 1 $n = 5$. Несколько проводников (например, три проводника, для определенности первый, второй и третий) соединены жестко друг с другом и совершают равномерное и прямолинейное движение вдоль оси x со скоростью v (рис. 1). Как будет показано в следующей статье, конструирование подвижной части из разнородных проводников позволяет увеличить тяговое усилие и жесткость подвижной части. Так как предполагается, что размер каждого проводника вдоль оси z бесконечен и первичное магнитное поле плоскопараллельное (зависит только от x и y), то отсюда следует, что плотность тока во всех проводниках имеет только z -овую компоненту ($\vec{\delta} = \vec{e}_z \delta$). Также только z -овую компоненту имеет линейная плотность микротока на границах ферромагнитных проводников

($\vec{j} = \vec{e}_z j$). Будем считать кусочно-постоянными магнитную проницаемость и удельную проводимость каждого проводника μ_k и γ_k ($k = 1, 2, \dots, n$).

Выразим суммарную плотность тока в сечении проводника (плотность тока проводимости плюс плотность микротоков, $\vec{\delta} + \vec{\delta}_{\text{микро}}$) через плотность тока проводимости $\vec{\delta}$. Заметим, что приведенный ниже вывод справедлив и в общем случае трехмерных электромагнитных систем с кусочно-постоянной магнитной проницаемостью. Внутри проводника:

$$\text{rot} \vec{B} = \mu_0 \vec{\delta} + \mu_0 \vec{\delta}_{\text{микро}}, \quad \text{rot} \vec{H} = \vec{\delta}, \quad \vec{B} = \mu \vec{H}. \quad (1)$$

Подставляя третье из этих выражений в первое и учитывая, что $\mu = \text{const}$, находим

$$\text{rot} \vec{H} = \mu_0 \mu^{-1} \vec{\delta} + \mu_0 \mu^{-1} \vec{\delta}_{\text{микро}}.$$

Из последнего выражения и второго выражения (1) находим

$$\vec{\delta} = \mu_0 \mu^{-1} \vec{\delta} + \mu_0 \mu^{-1} \vec{\delta}_{\text{микро}}.$$

Отсюда

$$\vec{\delta} + \vec{\delta}_{\text{микро}} = \mu \mu_0^{-1} \vec{\delta}. \quad (2)$$

Так как в рассматриваемом случае плотность тока имеет только z -овую компоненту, то и векторный потенциал будет иметь только z -овую компоненту.

Далее будем записывать выражения для комплексных амплитуд величин, не обозначая их точкой сверху. Так, для комплексной амплитуды проекции на ось z векторного потенциала на сечении r -го проводника S_r ($r, k = 1, 2, \dots, n$) получаем выражение [2]

$$A_r(M) = A_0(M) + \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) \ln \frac{1}{r_{MN}} dS_N + \frac{\mu_0}{2\pi L} \int_L j(Q) \ln \frac{1}{r_{MQ}} dL_Q + C_r, \quad r = 1, 2, \dots, n. \quad (3)$$

Здесь $M \in S_r$, $N \in S_k$, $Q \in L$ (L — границы ферромагнетиков, $L = L_1 + L_2 + \dots + L_q$, q — число таких границ; на рис. 1. $q = 7$, линия L_1 состоит из двух частей), $A_0(M)$ — комплексная амплитуда проекции на ось z векторного потенциала первичного магнитного поля, r_{MN} и r_{MQ} — расстояния между точками M и N и точками M и Q соответственно, $\delta_k(N)$ — комплексная амплитуда проекции на ось z плотности тока проводимости на сечении k -го проводника S_k , $j(Q)$ — комплексная амплитуда проекции на ось z линейной плотности микротока на границе раздела L между ферромагнетиками, μ_k — магнитная проницаемость материала k -го проводника, C_r — константы, зависящие от режима работы системы.

Для комплексной амплитуды проекции на ось z напряженности электрического поля \vec{E} внутри проводника можно записать выражение

$$E = -i\omega A - \partial\varphi/\partial z.$$

Здесь $i = \sqrt{-1}$, ω — круговая частота, φ — комплексная амплитуда скалярного потенциала.

Так как, в силу плоскопараллельности магнитного поля, зависимость от z отсутствует, то

$$E = -i\omega A. \quad (4)$$

Поскольку первый, второй и третий проводники движутся, то закон Ома в дифференциальной форме для внутренних точек этих проводников для мгновенных значений будет выглядеть так:

$$\vec{\delta}_r = \gamma_r (\vec{E}_r + [\vec{v}, \vec{B}_r]), \quad r = 1, 2, 3.$$

Здесь $\vec{\delta}_r$, \vec{E}_r и \vec{B}_r — соответственно плотность тока, напряженность электрического поля и индукция магнитного поля на сечении r -го проводника; S_r , γ_r — удельная проводимость материала r -го проводника.

Учитывая плоскопараллельность магнитного поля и то, что $\vec{v} = \vec{e}_x v$, получим выражения для комплексных амплитуд проекций на ось z плотности тока:

$$\delta_r = \gamma_r E_r + \gamma_r v B_{ry}, \quad r = 1, 2, 3.$$

Для плоскопараллельного магнитного поля $B_{ry} = -\partial A_r / \partial x$ ($r = 1, 2, 3$), поэтому с учетом (4) получим

$$\delta_r = -i\omega\gamma_r A_r - \gamma_r v \partial A_r / \partial x, \quad r = 1, 2, 3. \quad (5)$$

Для четвертого, пятого и т.д. проводников

$$\delta_r = -i\omega\gamma_r A_r, \quad r = 4, 5, \dots, n. \quad (6)$$

Выражение (6) можно получить из (5), полагая в последнем $v = 0$.

Подставляя в (5) и (6) выражение для векторного потенциала (3), получим:

$$\begin{aligned} \delta_r = & -\frac{i\omega\gamma_r}{2\pi} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) \ln \frac{1}{r_{MN}} dS_N - \frac{i\omega\gamma_r \mu_0}{2\pi} \int_L j(N) \ln \frac{1}{r_{MN}} dL_N - i\omega\gamma_r A_0(M) - \\ & -i\omega\gamma_r C_r - \gamma_r v_r \frac{\partial A_0}{\partial x}(M) + \frac{\gamma_r v_r}{2\pi} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) \frac{(\vec{r}_{NM}, \vec{e}_x)}{r_{NM}^2} dS_N + \frac{\gamma_r v_r \mu_0}{2\pi} \int_L j(N) \frac{(\vec{r}_{NM}, \vec{e}_x)}{r_{NM}^2} dL_N, \\ & M \in S_r, \quad r = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (7)$$

В уравнении (7)

$$v_r = \begin{cases} v, & \text{если } r = 1, 2, 3. \\ 0, & \text{если } r = 4, 5, \dots, n. \end{cases} \quad (8)$$

Постоянные C_r ($r = 1, 2, \dots, n$) находим из условий $\int_{S_r} \delta_r(M) dS_M = 0$ (предполагается, что провод-

ники не подключены к источникам). Интегрируя правую часть (7) по S_r ($r = 1, 2, \dots, n$), приравнявая результат к нулю и выражая отсюда C_r ($r = 1, 2, \dots, n$), получим:

$$\begin{aligned} C_r = & -\frac{1}{2\pi S_r} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) f_r(N) dS_N - \frac{\mu_0}{2\pi S_r} \int_L j(N) f_r(N) dL_N - \frac{1}{S_r} \int_{S_r} A_0(M) dS_M + \\ & + \frac{iv_r}{\omega S_r} \int_{S_r} \frac{\partial A_0}{\partial x}(M) dS_M - \frac{iv_r}{2\pi\omega S_r} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) g_r(N) dS_N - \frac{iv_r \mu_0}{2\pi\omega S_r} \int_L j(N) g_r(N) dL_N. \end{aligned} \quad (9)$$

Здесь v_r определяется формулой (8)

$$f_r(N) = \int_{S_r} \ln \frac{1}{r_{MN}} dS_M, \quad N \in S_k \quad \text{или} \quad L, \quad r = 1, 2, \dots, n, \quad k = 1, 2, \dots, n, \quad (10)$$

$$g_r(N) = \int_{S_r} \frac{(\vec{r}_{NM}, \vec{e}_x)}{r_{NM}^2} dS_M, \quad N \in S_k \quad \text{или} \quad L, \quad r = 1, 2, 3, \quad k = 1, 2, \dots, n. \quad (11)$$

Подставляя (9) в (7), получим

$$\delta_r(M) = \frac{\gamma_r}{2\pi} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) F(M, N) dS_N + \frac{\gamma_r \mu_0}{2\pi} \int_L j(N) F(M, N) dL_N + G(M), \quad M \in S_r, \quad r = 1, 2, \dots, n, \quad (12)$$

где

$$G(M) = -i\omega\gamma_r A_0(M) - \gamma_r v_r \frac{\partial A_0}{\partial x}(M) + \frac{i\omega\gamma_r}{S_r} \int_{S_r} A_0(M) dS_M + \frac{\gamma_r v_r}{S_r} \int_{S_r} \frac{\partial A_0}{\partial x}(M) dS_M, \quad (13)$$

$$F(M, N) = -i\omega \ln \frac{1}{r_{MN}} + v_r \frac{(\vec{r}_{NM}, \vec{e}_x)}{r_{NM}^2} + \frac{i\omega}{S_m} f_r(N) - \frac{v_r}{S_r} g_r(N). \quad (14)$$

В формулах (13), (14) $M \in S_r$, $r = 1, 2, \dots, n$, v_r находится по формуле (8).

Таким образом, получено первое интегральное уравнение (12) относительно неизвестных δ и j . Второе интегральное уравнение выводим из граничного условия

$$H_{\tau}^{+}(Q) = H_{\tau}^{-}(Q), \quad Q \in L. \quad (15)$$

Здесь знаком «+» обозначена область, из которой выходит единичная нормаль \bar{n}_Q к границе L , а знаком «-» — область, в которую входит нормаль. Единичный касательный вектор $\bar{\tau}_Q$ в точке Q направлен так, что векторы $\bar{\tau}_Q$, \bar{e}_z и \bar{n}_Q составляют правую тройку векторов.

Граничное условие (15) можно переписать так:

$$\frac{B_{\tau}^{+}(Q)}{\mu^{+}(Q)} = \frac{B_{\tau}^{-}(Q)}{\mu^{-}(Q)}, \quad Q \in L. \quad (16)$$

Здесь $\mu^{+}(Q)$ и $\mu^{-}(Q)$ — кусочно-постоянные функции от Q . Например, если $Q \in L_7$ и нормаль \bar{n}_Q выбрана как показано на рис. 1, то $\mu^{+}(Q) = \mu_5$, а $\mu^{-}(Q) = \mu_0$.

Для предельных значений комплексных амплитуд тангенциальных компонент индукции входящих в (16) можно получить выражения

$$B_{\tau}^{+}(Q) = B_{0\tau}(Q) + \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) \frac{(\bar{r}_{NQ}, \bar{n}_Q)}{r_{NQ}^2} dS_N + \frac{\mu_0}{2\pi} \int_L j(P) \frac{(\bar{r}_{PQ}, \bar{n}_Q)}{r_{PQ}^2} dL_P - \frac{\mu_0 j(Q)}{2}, \quad (17)$$

$$B_{\tau}^{-}(Q) = B_{0\tau}(Q) + \frac{1}{2\pi} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) \frac{(\bar{r}_{NQ}, \bar{n}_Q)}{r_{NQ}^2} dS_N + \frac{\mu_0}{2\pi} \int_L j(P) \frac{(\bar{r}_{PQ}, \bar{n}_Q)}{r_{PQ}^2} dL_P + \frac{\mu_0 j(Q)}{2}, \quad (18)$$

где $Q, P \in L$.

Подставляя (17) и (18) в (16), получим второе интегральное уравнение относительно δ и j , в котором $Q \in L$, $\lambda(Q) = [\mu^{-}(Q) - \mu^{+}(Q)] / [\mu^{-}(Q) + \mu^{+}(Q)]$,

$$j(Q) = \frac{\lambda(Q)}{\pi \mu_0} \sum_{k=1}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) \frac{(\bar{r}_{NQ}, \bar{n}_Q)}{r_{NQ}^2} dS_N + \frac{\lambda(Q)}{\pi} \int_L j(P) \frac{(\bar{r}_{PQ}, \bar{n}_Q)}{r_{PQ}^2} dL_P + \frac{2\lambda(Q)}{\mu_0} B_{0\tau}(Q). \quad (19)$$

Заметим, что, если пренебречь магнитным полем вихревых токов, то интегральные уравнения (12) и (19) соответственно принимают вид:

$$\delta_r(M) = \frac{\mu_0 \gamma_r}{2\pi} \int_L j(Q) F(M, Q) dL_Q + G(M), \quad M \in S_r, \quad r = 1, 2, \dots, n, \quad (20)$$

$$j(Q) = \frac{\lambda(Q)}{\pi} \int_L j(P) \frac{(\bar{r}_{PQ}, \bar{n}_Q)}{r_{PQ}^2} dL_P + \frac{2\lambda(Q)}{\mu_0} B_{0\tau}(Q), \quad Q \in L. \quad (21)$$

В этом случае необходимо решить интегральное уравнение (21), а затем простым интегрированием найти плотность вихревых токов из (20).

Расчет первичного магнитного поля. Первичное магнитное поле в линейном асинхронном электродвигателе создается двумя токовыми слоями, расположенными на двух поверхностях неподвижной части двигателя. Мгновенное значение проекции на ось z линейной плотности свободного тока на каждой поверхности имеет вид (рис. 1):

$$j_4 = j_5 = \frac{j_m}{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x_N\right), \quad (22)$$

где $j_m/2$ — амплитуда, ω — круговая частота, τ — полюсное деление.

Выражение (22) эквивалентно тому, что токовый слой движется вдоль оси x с синхронной скоростью

$$v_c = \omega\tau/\pi. \quad (23)$$

Скорость движения первого, второго и третьего проводников: $0 \leq v \leq v_c$.

Комплексная амплитуда каждого токового слоя равна $(j_m/2)e^{-i\frac{\pi}{\tau}x_N}$.

Комплексную амплитуду проекции на ось z векторного потенциала $A_0(M)$ можно найти численным интегрированием:

$$A_0(M) = -\frac{\mu_0 j_m}{8\pi} \int_{-\frac{l_4}{2}}^{\frac{l_4}{2}} e^{-i\frac{\pi}{\tau}x_N} \left\{ \ln \left[(x_N - x)^2 + \left(\frac{g}{2} + y\right)^2 \right] + \ln \left[(x_N - x)^2 + \left(\frac{g}{2} - y\right)^2 \right] \right\} dx_N. \quad (24)$$

Здесь x, y — координаты точки M на сечении r -го проводника S_r ($r = 1, 2, \dots, n$), а x_N — x -я координата точки N на поверхности неподвижных элементов, обращенных к подвижному элементу.

Производную $\frac{\partial A_0}{\partial x}(M)$, входящую в интегральное уравнение (12), можно найти из (24)

$$\frac{\partial A_0}{\partial x}(M) = \frac{\mu_0 j_m}{4\pi} \int_{-\frac{l_4}{2}}^{\frac{l_4}{2}} \frac{(x_N - x)e^{-i\frac{\pi}{\tau}x_N}}{(x_N - x)^2 + \left(\frac{g}{2} + y\right)^2} dx_N + \frac{\mu_0 j_m}{4\pi} \int_{-\frac{l_4}{2}}^{\frac{l_4}{2}} \frac{(x_N - x)e^{-i\frac{\pi}{\tau}x_N}}{(x_N - x)^2 + \left(\frac{g}{2} - y\right)^2} dx_N. \quad (25)$$

Приближенное выражение для $A_0(M)$ можно найти, полагая два токовых слоя бесконечными как в положительном направлении x , так и в отрицательном.

Решая краевую задачу для комплексной амплитуды A_0 , получим

$$A_{0I} = C_I \left(e^{\frac{\pi}{\tau}y} + e^{-\frac{\pi}{\tau}y} \right) e^{-i\frac{\pi}{\tau}x}, \quad A_{0II} = C_{II} e^{\frac{\pi}{\tau}y} e^{-i\frac{\pi}{\tau}x},$$

$$A_{0III} = C_{III} e^{-\frac{\pi}{\tau}y} e^{-i\frac{\pi}{\tau}x}, \quad (26)$$

где $A_{0I}, A_{0II}, A_{0III}$ — комплексные амплитуды проекции векторного потенциала на ось z соответственно в областях I, II, III (рис. 2),

$$C_I = \frac{\mu_0 j_m \tau}{4\pi} e^{-\frac{\pi}{\tau} \frac{g}{2}}, \quad C_{II} = C_{III} = \frac{\mu_0 j_m \tau}{4\pi} \left(e^{\frac{\pi}{\tau} \frac{g}{2}} + e^{-\frac{\pi}{\tau} \frac{g}{2}} \right).$$

Выражения (26) подставим в (13) и найдем интегралы, входящие в (13)

$$\int_{S_1} A_0(M) dS_M = \int_{-\frac{d_1}{2}}^{\frac{d_1}{2}} \int_{-\frac{l_1}{2}}^{\frac{l_1}{2}} C_I \left(e^{\frac{\pi}{\tau}y} + e^{-\frac{\pi}{\tau}y} \right) e^{-i\frac{\pi}{\tau}x} dx dy = \frac{4C_I \tau^2}{\pi^2} \left(e^{\frac{\pi}{\tau} \frac{d_1}{2}} - e^{-\frac{\pi}{\tau} \frac{d_1}{2}} \right) \sin \frac{\pi l_1}{2\tau}, \quad (27)$$

$$\int_{S_2} A_0(M) dS_M = \int_{S_3} A_0(M) dS_M = \int_{-\frac{d_1}{2}}^{\frac{d_1}{2}} \int_{-\frac{l_1}{2}}^{\frac{l_1}{2}} C_I \left(e^{\frac{\pi}{\tau}y} + e^{-\frac{\pi}{\tau}y} \right) e^{-i\frac{\pi}{\tau}x} dx dy =$$

$$= \frac{4C_I \tau^2}{\pi^2} e^{-\frac{\pi}{\tau} \frac{d_1}{2}} \left(1 - e^{-\frac{\pi}{\tau} d_2} - e^{\frac{\pi}{\tau} d_1} + e^{\frac{\pi}{\tau} (d_1 + d_2)} \right) \sin \frac{\pi l_1}{2\tau}, \quad (28)$$

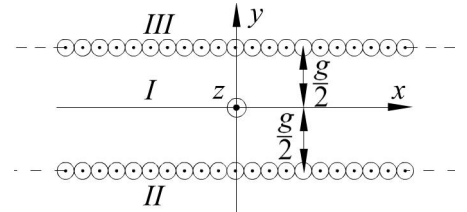


Рис. 2

$$\int_{S_4} A_0(M) dS_M = \int_{S_5} A_0(M) dS_M = \int_{-\frac{g}{2}-d_4}^{\frac{l_4}{2}} \int_{-\frac{l_4}{2}}^{\frac{l_4}{2}} C_{II} e^{\frac{\pi}{\tau} y} e^{-i\frac{\pi}{\tau} x} dx dy = \frac{2C_{II}\tau^2}{\pi^2} e^{-\frac{\pi g}{\tau^2}} \left(1 - e^{-\frac{\pi d_4}{\tau}}\right) \sin \frac{\pi l_4}{2\tau}. \quad (29)$$

Производная по x от первого выражения (26), входящая в (13), будет отличаться от этого выражения множителем $(-i\pi/\tau)$, поэтому и соответствующие интегралы от этой производной, входящие также в (13), будут отличаться от выражений (27) и (28) множителем $(-i\pi/\tau)$.

Комплексная амплитуда касательной компоненты индукции первичного магнитного поля на границах ферромагнетиков $B_{0\tau}(Q)$, входящая в интегральное уравнение (19), также может быть найдена численно или аналитически. Для численного отыскания $B_{0\tau}(Q)$ можно получить такую формулу:

$$B_{0\tau}(Q) = \frac{\mu_0 j_m}{4\pi} \int_{-\frac{l_4}{2}}^{\frac{l_4}{2}} e^{-i\frac{\pi}{\tau} x_N} \left[\frac{(x-x_N)n_{Qx} + \left(y - \frac{g}{2}\right)n_{Qy}}{(x-x_N)^2 + \left(y - \frac{g}{2}\right)^2} + \frac{(x-x_N)n_{Qx} + \left(y + \frac{g}{2}\right)n_{Qy}}{(x-x_N)^2 + \left(y + \frac{g}{2}\right)^2} \right] dx_N. \quad (30)$$

Здесь n_{Qx} и n_{Qy} – проекции единичной нормали к границе L в точке Q соответственно на оси x и y .

Аналитическое выражение для комплексной амплитуды $B_{0\tau}(Q)$ можно получить из (26). Из рис. 1 видно, что единичный вектор \vec{r}_Q может быть направлен либо вдоль оси x или против направления x , либо вдоль y или против y (в зависимости от того, на каком отрезке находится точка Q и в каком направлении выбрана нормаль \vec{n}_Q). Так, на линии L_7 вектор \vec{r}_Q направлен против x . Поэтому нам необходимо из выражения (26) найти $B_{0x} = \partial A_0 / \partial y$, а $B_{0y} = -\partial A_0 / \partial x$.

Нахождение выражений для функций $f_r(N)$ и $g_r(N)$. При вычислении интегралов использовались таблицы интегралов [1], а также математическая программа Mathcad 14.

Для всех случаев расположения точки N оказываются справедливыми следующие выражения:

$$\begin{aligned} f_r(N) = \int_{S_r} \ln \frac{1}{r_{MN}} dS_M = & -\frac{1}{2} \left\{ (a-x)(b-y) \ln \left[(a-x)^2 + (b-y)^2 \right] + \right. \\ & + (a+x)(b-y) \ln \left[(a+x)^2 + (b-y)^2 \right] + (a-x)(b+y) \ln \left[(a-x)^2 + (b+y)^2 \right] + \\ & + (a+x)(b+y) \ln \left[(a+x)^2 + (b+y)^2 \right] + (b-y)^2 \operatorname{arctg} \frac{a-x}{b-y} + (b+y)^2 \operatorname{arctg} \frac{a-x}{b+y} + \\ & + (b-y)^2 \operatorname{arctg} \frac{a+x}{b-y} + (b+y)^2 \operatorname{arctg} \frac{a+x}{b+y} + (a-x)^2 \operatorname{arctg} \frac{b-y}{a-x} + (a-x)^2 \operatorname{arctg} \frac{b+y}{a-x} \\ & \left. + (a+x)^2 \operatorname{arctg} \frac{b-y}{a+x} + (a+x)^2 \operatorname{arctg} \frac{b+y}{a+x} \right\} + 6ab, \quad r = 1, 2, \dots, 5. \end{aligned} \quad (31)$$

$$\begin{aligned} g_r(N) = \int_{S_r} \frac{(\vec{r}_{NM}, \vec{e}_x)}{r_{NM}^2} dS_M = & \frac{1}{2} \left\{ (b-y) \ln \left[(a-x)^2 + (b-y)^2 \right] - (b-y) \ln \left[(a+x)^2 + (b-y)^2 \right] + \right. \\ & + (b+y) \ln \left[(a-x)^2 + (b+y)^2 \right] - (b+y) \ln \left[(a+x)^2 + (b+y)^2 \right] \left. \right\} + (a-x) \operatorname{arctg} \frac{b-y}{a-x} - \\ & - (a+x) \operatorname{arctg} \frac{b-y}{a+x} + (a-x) \operatorname{arctg} \frac{b+y}{a-x} - (a+x) \operatorname{arctg} \frac{b+y}{a+x}, \quad r = 1, 2, 3. \end{aligned} \quad (32)$$

В формулах (31) и (32) x – координата точки N ($x = x_N$), а координата $y = y_N - y_{ur}$, где y_{ur} — y -координата центра прямоугольника S_r ; $a = l_r/2$, $b = d_r/2$, l_r и d_r указаны на рис. 1.

Формула (31) допускает упрощение для случая, когда вычисляется функция $f_r(N)$ и точка N принадлежит границе r -го прямоугольника. Аналогично формула (32).

Формула для расчета тягового усилия линейного асинхронного электродвигателя. Используя формулу Ампера для проекции на ось x силы, действующей на подвижную часть двигателя, можно получить следующую формулу:

$$F_x(t) = -\frac{1}{\mu_0} \sum_{k=1}^3 \mu_k \int_{S_k} \delta_k(P, t) B_y(P, t) dS_P - \int_{L^*} j(P, t) B_y(P, t) dL_P. \quad (33)$$

Здесь $\delta_k(P, t)$ – мгновенное значение проекции на ось z плотности свободного тока на сечении k -го проводника, $j(P, t)$ – мгновенное значение линейной плотности микротока на границах раздела ферромагнитных сред L^* подвижной части ($L^* = L_1 + L_2 + \dots + L_5$), $B_y(P, t)$ – мгновенное значение проекции на ось y индукции магнитного поля, созданной первичными и вторичными источниками, расположенными на неподвижной части электродвигателя.

Мгновенные значения $\delta_k(P, t)$ и $j(P, t)$ находятся путем решения системы интегральных уравнений (12) и (19) (находятся комплексные амплитуды $\delta_k(P)$, $P \in S_k$, $k = 1, 2, 3$ и $j(P)$, $P \in L^*$) и перехода к мгновенным значениям.

Решением системы (12) и (19) находятся также комплексные амплитуды $\delta_k(P)$, $P \in S_k$, $k = 4, 5, \dots, n$ и $j(P)$, $P \in L - L^* = L_6 + L_7 + \dots + L_q$. После этого находятся комплексные амплитуды $B_y(P)$ по формуле

$$B_y(P) = \frac{\mu_0 j_m}{4\pi} \int_{L_6} e^{-i\frac{\pi}{\tau} x_N} \frac{(x_P - x_N)}{r_{NP}^2} dL_N + \frac{\mu_0 j_m}{4\pi} \int_{L_7} e^{-i\frac{\pi}{\tau} x_N} \frac{(x_P - x_N)}{r_{NP}^2} dL_N + \\ + \frac{1}{2\pi\mu_0} \sum_{k=4}^n \mu_k \int_{S_k} \delta_k(N) \frac{(x_P - x_N)}{r_{NP}^2} dS_N + \frac{\mu_0}{2\pi} \int_{L-L^*} j(N) \frac{(x_P - x_N)}{r_{NP}^2} dL_N.$$

После расчета комплексной амплитуды $B_y(P)$ производим переход к мгновенным значениям $B_y(P, t)$ и подставляем это выражение в (33).

Выводы. Задача расчета вихревых токов в движущихся ферромагнитных проводниках, например, в асинхронных двигателях, сводится к системе интегральных уравнений второго рода относительно плотности свободного тока и плотности микротока. Для случая линейного асинхронного электродвигателя интегралы, входящие в уравнения системы, берутся аналитически.

1. *Двайт Г.Б.* Таблицы интегралов и другие математические формулы. – М.: Наука, 1966. – 228 с.
2. *Колесников Э.В.* Квазистационарные электромагнитные поля в системах с однонаправленным полем // *Электромеханика.* – 1970. – №12.
3. *Стадник И.П.* Переходные процессы в катушках с массивными сердечниками в случае плоскопараллельного магнитного поля // *Электромеханика.* – 1971. – №10. – С. 1068–1082.
4. *Стадник И.П., Горская И.Ю.* Расчет вихревых токов в массивных протяженных проводниках при частотах, превышающих первое характеристическое число // *Электромеханика.* – 1983. – №1. – С.16–24.
5. *Тозони О.В., Маергойз И.Д.* Расчет трехмерных электромагнитных полей. – К.: Техника, 1974. – 352 с.
6. *Ямамура С.* Теория линейных асинхронных двигателей / Перевод с англ. – Л.: «Энергоатомиздат», 1983.

Надійшла 16.10.09

В. В. Белинский, И. В. Божко, канд. техн. наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев),
Д. В. Чарный, канд. техн. наук (Ин-т гидротехники и мелиорации УААН, Киев)

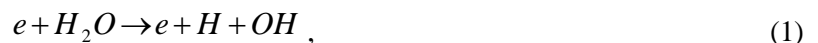
ИМПУЛЬСНЫЙ КОРОННЫЙ РАЗРЯД НА ПОВЕРХНОСТЬ ЭЛЕКТРОПРОВОДЯЩЕЙ ЖИДКОСТИ И ЕГО ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ВОДЫ

Исследованы характеристики импульсного коронного разряда, протекающего при атмосферном давлении воздуха в промежутке “многочеточный анод – плоский катод, который, покрыт слоем электропроводящей жидкости”. Показано, что переход с постоянного на импульсное напряжение позволяет повысить в несколько раз амплитуду тока положительного стримера и его длину. Изучение химической эффективности этого разряда при обработке воды позволяет сделать вывод о перспективности использования такого импульсного коронного разряда для очистки воды от фенола, являющегося распространенным загрязнителем природных и сточных вод.

Досліджено характеристики імпульсного коронного розряду, що відбувається при атмосферному тиску повітря в проміжку “багатоцеточний анод – плоский катод, на якому є шар електропровідної рідини”. Показано, що перехід з постійної напруги на імпульсну дозволяє підвищити в декілька разів амплітуду струму позитивного стримера та його довжину. Вивчення хімічної ефективності цього розряду при обробці ним води приводить до висновку про перспективність використання такого імпульсного коронного розряду для очищення води від фенолу, який є поширеним забруднювачем природної та стічної води.

Высокая степень загрязнённости поверхностных и подземных вод и высокие требования к качеству питьевой воды обуславливают совершенствование систем водоочистки. Существующие способы очистки не всегда удовлетворяют действующим стандартам. Среди экологически чистых водоочистных технологий широкое распространение получило озонирование, однако оно имеет ряд недостатков, к которым относятся большие удельные энергозатраты на его проведение, а также невысокая эффективность разложения целого ряда органических примесей, присутствующих в воде. Из-за малой растворимости озона в воде обычно используют специальные установки (барбораторы), увеличивающие время контакта озона с водой. Габариты таких установок и их стоимости могут быть весьма значительны. Еще более усложняет технологию озонирования необходимость предварительного осушения воздуха, подаваемого в генератор озона.

При электрическом разряде в межэлектродном промежутке возникают химически активные частицы, обладающие большим окислительным потенциалом, чем озон. К ним относятся гидроксильный радикал OH и атомарный кислород O . Радикал OH эффективно образуется, например, при протекании импульсных коронного или барьерного разрядов во влажном воздухе [9,13]:



Высокая скорость реакций этих частиц с растворенными в воде примесями позволяет упростить конструкцию систем очистки воды и расширить диапазон удаляемых загрязнений, что не может быть достигнуто в процессе озонирования.

Следует, однако, учитывать, что время жизни OH -радикалов в воздухе составляет лишь несколько сотен микросекунд [12]. Максимум их концентрации достигается через 30..50 мкс по окончании импульса напряжения. В случае, если разряд осуществляется в воде или на её поверхности, этого времени оказывается достаточно для перехода радикалов из газовой фазы в воду с последующим окислением присутствующих в ней загрязнений [9,13]. Начальный этап исследований в этом направлении

был связан с подводным импульсным разрядом [5]. Такие исследования продолжаются и в настоящее время [4]. В них показано, что подводным разрядом может быть очищена как питьевая, так и сточная вода. Однако большая часть энергии этого разряда расходуется на джоулево тепловыделение, которое бесполезно для очистки воды [6], в связи с чем метод по удельным энергозатратам не способен конкурировать с озонированием. Помимо этого необходимо также учитывать, что электродные системы для организации подводного разряда быстро разрушаются и имеют ограниченный ресурс работы.

Более перспективным с точки зрения малых удельных энергозатрат и большого энергоресурса электродной системы представляется использование технологии с коронным разрядом на поверхности воды. Так в [10,11] изучалось обеззараживание воды под действием коронного разряда переменного тока (50 Гц) на её поверхность. Эти исследования показали, что при таком разряде концентрация растворенного в воде озона может достигать внушительной величины 70 г/м^3 , а эффективность обеззараживания достигает 99 %.

В работе [1] для очистки воды был использован положительный коронный разряд постоянного тока, осуществляемый с многоигольчатого анода специальной конструкции [2], позволяющей увеличивать среднее электрическое поле в разрядном промежутке. Было установлено, что количество растворённого в воде озона составляет примерно половину от общего количества озона, генерируемого разрядом. Удельные затраты на получение 1 г растворенного в 1 м^3 воды озона составляет около $0,11 \text{ кВт. час/г. м}^3$.

Высокие показатели очистки воды коронным разрядом обусловлены, в первую очередь, наличием в разрядном промежутке сильного электрического поля. Такое поле присутствует в головках возникающих при разряде стримеров. Напряженность электрического поля в головке стримера значительно превышает пороговое значение $\sim 26...30 \text{ кВ/см}$, при котором начинает протекать большинство полезных для очистки воды плазмохимических реакций в воздухе, подобных (1,2). Однако, при короне постоянного тока путь, который проходит стример до своего распада, составляет лишь 10–20% от всей длины разрядного промежутка и не может достичь поверхности обрабатываемой жидкости. Этого недостатка можно избежать, если перейти от короны постоянного напряжения к импульсной короне. Исследования по очистке воды импульсным коронным разрядом на её поверхность [9] достаточно полно раскрывают влияние геометрии электродной системы и других условий обработки воды на получение наибольших энергетической и химической эффективностей такой электроразрядной технологии. В связи с этим исследование импульсного коронного разряда (ИКР) на поверхность воды остается актуальным и именно решению этой задачи посвящена данная работа.

Экспериментальная установка для исследования состоит из разрядной камеры, импульсного источника питания, средств диагностики, а также устройств для прокачки воздуха, озонирования воды и др. Общий вид разрядной камеры (РК) показан на рис. 1. Разряд осуществлялся между анодом 4 и катодом 5 с диаметрами соответственно 59 и 80 мм. Электроды изготовлены из нержавеющей стали. На аноде размещено 230 коронирующих игл из платинородиевой проволоки диаметром 0,2 мм. Расстояние между иглами и их высота равны 4 мм. Катод покрыт слоем обрабатываемой жидкости 6, толщина которого задавалась высотой выдвижения патрубка 12. Электроды размещены в прозрачном цилиндрическом корпусе 1 из кварцевого стекла. Сверху и снизу камера закрыта плексигласовыми крышками 2, 3, которые прижимаются к корпусу 1 с помощью четырёх стяжных шпилек 14. Подача и вывод газа из камеры производилась соответственно через трубку 7 из нержавеющей стали и патрубок 9, ввод и вывод жидкости – через патрубки 10, 11. Через патрубок 10 также проходил токопровод к катоду 5. Герметизация камеры осуществлялась с помощью прокладок 15, 16 из силиконовой резины. Для горизонтальной установки камеры использовались три регулировочных винта 13. Барьер 8 из фторопласта способствовал предотвращению поверхностного разряда по крышке 2.

Для увеличения площади контакта разряда с поверхностью обрабатываемой жидкости и лучшего её перемешивания создавался, так называемый, “псевдокипящий слой”. Для этого на катоде 5 была размещена трубка 17 с микропорами, которая с одной стороны соединена с патрубком 10, а с другой закрыта заглушкой 18. При подаче через патрубок 10 воздуха на поверхности жидкости образовывались пузырьки, размер и частота возникновения которых регулировались расходом воздуха.

Электрическая схема установки показана на рис. 2. При разработке источника питания для осуществления импульсного коронного разряда учитывался ряд условий. К основным условиям относились: создание достаточно коротких фронтов ($<50 \text{ нс}$) и общей длительности (100...200 нс) импульсов напряжения. Выполнение первого условия необходимо для того, чтобы корона загоралась квазиодновременно на всех иголках, второго – для предотвращения возникновения искрового разряда. Для удовлетворения этих требований в данной работе импульсный источник питания построен на

основе заряда через сопротивление R_1 конденсатора C от источника постоянного напряжения U_0 с последующим его разрядом на сопротивление R_2 и разрядную камеру РК.

В качестве быстродействующего коммутирующего элемента используется газонаполненный управляемый разрядник Р.

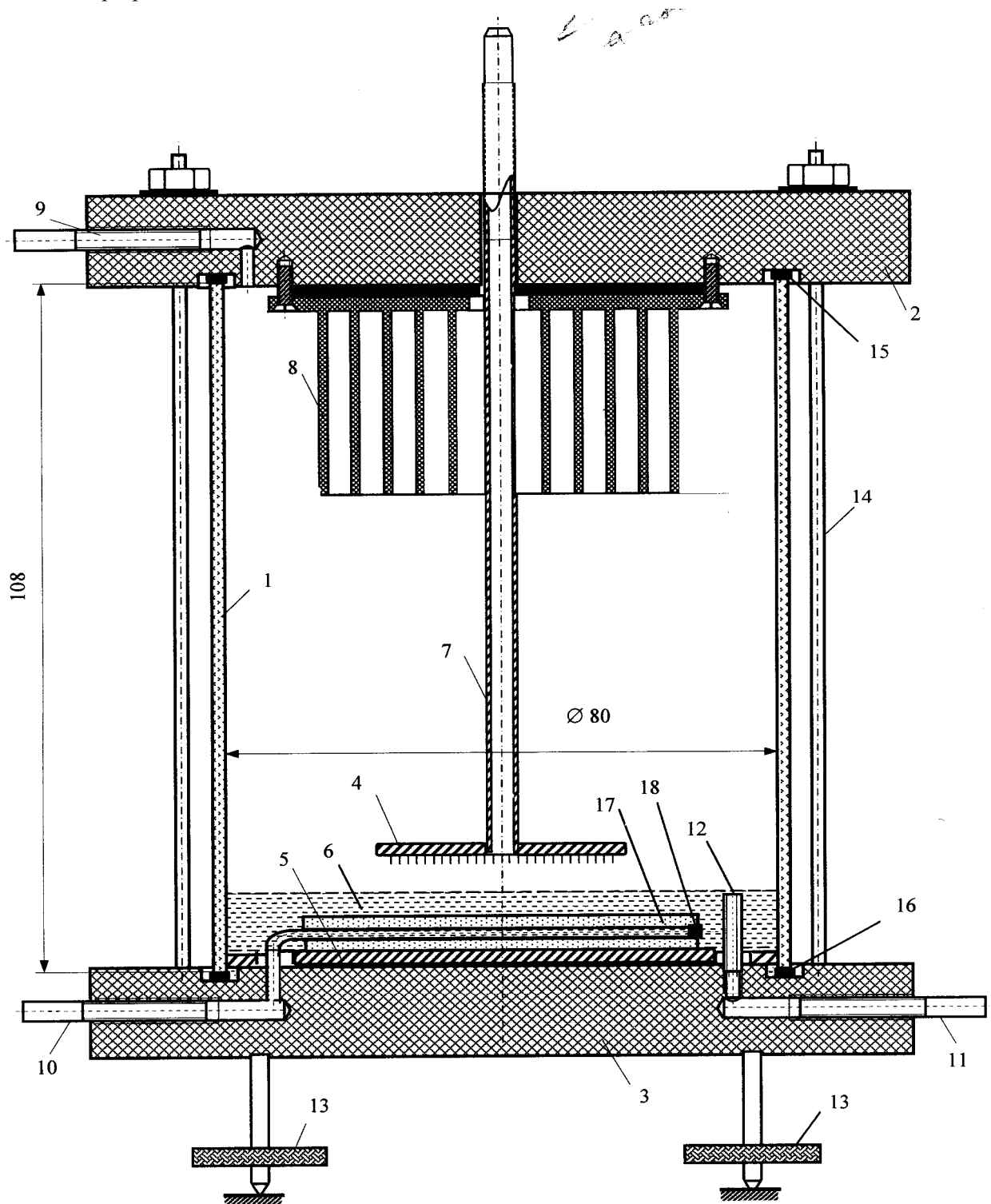


Рис. 1

Схема источника напряжения U_0 включает полумостовой инвертор, повышающий трансформатор, умножитель напряжения и обеспечивает напряжение до 35 кВ. Для записи осциллограмм пол-

ного тока через межэлектродный промежуток $i(t)$ и напряжения на нем $U(t)$ использовались приборы фирмы Tektronix: цифровой двухканальный осциллограф TDS1012 с полосой пропускания 100 мГц, индуктивный датчик тока (ДТ) P6021 и делитель напряжения (ДН) P6015, рис. 2.

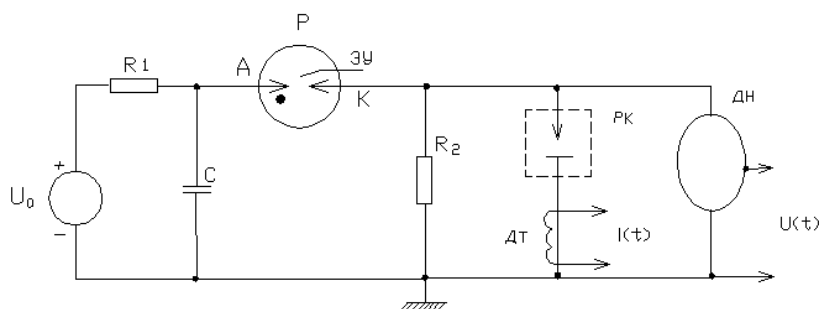


Рис. 2

Электрическая схема обеспечивала импульсы напряжения с амплитудой до 30 кВ, фронт которых составлял 20...30 нс. Регулирование длительности импульсов $\tau_u = 10^2 \dots 3 \cdot 10^3$ нс осуществлялось изменением величины сопротивления R_2 , частоты их следования $f_u = 3 \cdot 10^1 \dots 2 \cdot 10^3$ Гц – величиной напряжения U_0 , энергии импульса $W_u = 1 \dots 100$ мДж – емкостью C , напряжением срабатывания разрядника и др. Энергия импульса

находилась численным интегрированием

$$W_u = \int^{\tau_u} U(t) i_K(t) dt, \quad (3)$$

где $i_K(t) = i(t) - i_c(t)$ – ток коронного разряда; $i_c(t)$ – емкостной ток через разрядный промежуток, который определялся выражением

$$i_c(t) = C_s \frac{dU(t)}{dt}, \quad (4)$$

где C_s – емкость электродной системы (~ 10 пФ).

Измерение концентрации озона в газовой среде разрядной камеры осуществлялось оптически по поглощению ультрафиолетового света в кювете, в которую поступал газ из разрядной камеры. Источником ультрафиолета служила дейтериевая лампа ДДС-30. В работе использовался монохроматор МДР-2 и фотоумножитель ФЭУ-100 с областью чувствительности 200–800 нм.

Химическая эффективность разряда оценивалась на основании изменений цветности, мутности и химического потребления кислорода (ХПК), определяемых по стандартным методикам.

Исследования. Для изучения электрофизических характеристик ИКР использовалась вода с различной удельной электропроводностью: дистиллированная ($2 \cdot 10^{-6}$ См/см), водопроводная ($5,5 \cdot 10^{-5}$ См/см) и 5% водный раствор NaCl ($6,7 \cdot 10^{-2}$ См/см). Исследования проводились на открытом воздухе и в разрядной камере (рис. 1) при использовании одного и того же многоиглочатого анода.

Опыты на открытом воздухе осуществлялись с целью уменьшения влияния на параметры ИКР изменения состава газовой среды за счет генерируемого в разряде озона.

Характерный внешний вид ИКР на поверхность воды представлен на рис. 3. Фотография получена для разряда на открытом воздухе при условиях: толщина слоя водопроводной воды $\delta = 10$ мм, воздушный зазор $h = 7$ мм, $f_u = 320$ Гц, $W_u = 54$ мДж, время выдержки при съемке 0,25 с. Из рисунка видно, что светящиеся нити разряда со всех иголок имеют примерно одинаковую интенсивность и пересекают весь разрядный промежуток, достигая поверхности жидкости. Это выгодно отличает ИКР от коронного разряда на постоянном напряжении в подобных условиях [1], при котором яркая светящаяся зона интенсивной ионизации заканчивается вблизи конца коронирующей иглы.



Рис. 3

На рис. 4 показаны типичные осциллограммы ИКР на поверхность воды. Кривой 1 отображена осциллограмма тока $i(t)$ (масштаб 50 А/дел), кривой 2 – осциллограмма напряжения $U(t)$ (масштаб 5 кВ/дел). Масштаб времени – 50 нс/дел. Для этих осциллограм условия разряда следующие: водопроводная вода, $\delta = 10$ мм, $h = 4$ мм, $f_u = 510$ Гц. Как видно из рисунка, длительность фронта и амплитуда импульса напряжения равны, соответственно, $\tau_\phi \sim 30$ нс и $U_m \sim 16$ кВ, амплитуда импульса тока $i_m \sim 120$ А.

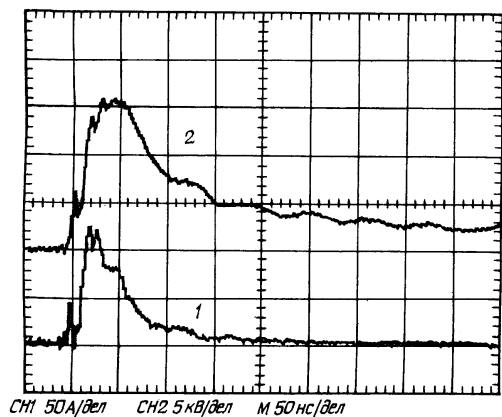


Рис. 4

Другой отличительной особенностью ИКР на поверхность электропроводящей жидкости является то, что наличие на катоде даже тонкого слоя воды ($\delta \sim 1$ мм) позволяет существенно уменьшить минимальную длину зазора h , при которой коронный разряд еще не переходит в искровой. Так, например, при импульсе напряжения $U_m \approx 20$ кВ, $\tau_u \approx 150$ нс присутствие на катоде слоя водопроводной воды $\delta \sim 2$ мм способствовало устойчивому горению ИКР при $h = 4$ мм. При отсутствии такого слоя для предотвращения возникновения искры требовалось увеличение h до 10 мм. Это обстоятельство может иметь положительное значение при обработке воды, так как уменьшение воздушного зазора h будет способствовать снижению энергетических потерь в газе и увеличению энергии стримеров, бомбардирующих поверхность жидкости.

Изучение ИКР в разрядной камере подтвердили общие закономерности разряда, полученные при исследованиях на открытом воздухе. Они также показали, что при отсутствии продувки воздухом в РК происходит накопление озона, концентрация которого в газе в течении ~ 3 мин достигает установившихся значений 0,1...2 мг/л, которые зависят от параметров разряда. Присутствие в РК озона приводит к снижению на 10...20 % амплитуды импульсов тока i_m .

Химическая эффективность. ИКР по очистке воды определялась при обработке модельных растворов и природной воды. Модельными растворами служили водные растворы фенола C_6H_5OH и гептана C_7H_{16} , которые являются распространенными органическими загрязнителями природных и сточных вод. Исходные концентрации этих веществ в модельных растворах равнялись 300 мг/л. Значение ХПК для модельных растворов определялось по бихроматной окисляемости, для природной воды – по перманганатной окисляемости. В качестве природной воды использовалась вода из скважины мотельно-заправочного комплекса на 106 км трассы «Киев-Чоп» возле г. Коростышев, Житомирской обл. (вода №1) и та же вода (вода №2), прошедшая предварительную очистку на станции комплексной водоподготовки. Обработка жидкостей осуществлялась в разрядной камере при $\delta = 12$ мм, $h = 4$ мм и расходе воздуха 1,5 л/мин., продуваемого в режиме «псевдокипящий слой». Значения других параметров: энергия импульсов $W_u = 30...100$ мДж, частота $f_u = 300...500$ Гц, время обработки разрядом $t_0 = 1,5...9$ мин.

Основным показателем химической эффективности электроразрядной очистки воды от примесей считается [7,9] энергетический выход M_η . Эта величина характеризует количество удаленной примеси на единицу израсходованной энергии. Если считать, что при обработке ИКР уменьшение

концентраций фенола и гептана в модельных растворах пропорционально снижению их ХПК, то значение $M_{\text{э}}$ для этих веществ можно определить по выражению

$$M_{\text{э}} = \frac{\Delta C V}{f_u W_u \Delta t_o}, \quad (5)$$

где ΔC – изменение концентрации примеси за время обработки Δt_o , V – объем обрабатываемой жидкости.

Как видно из таблицы, времена, необходимые для разложения 99% фенола и полного разложения гептана равны соответственно 9 и 6 минутам. Изменение энергетического выхода по фенолу $M_{\text{эф}}$ в процессе обработки подтверждает известную [7,9] общую закономерность: чем ниже концентрация примеси в водном растворе, тем ниже энергетический выход при ее разложении разрядом. Так при больших концентрациях фенола $C_{\text{ф}}$ (~100 мг/л) энергетический выход $M_{\text{эф}} \sim 20$ г/кВт·час.

При снижении $C_{\text{ф}}$ до десятков мг/л он падает до ~1 г/кВт·час. Средние энергетические выходы при почти полной очистке растворов от фенола и гептана в условиях описываемых исследований составили соответственно 4,5 г/кВт·час и 3,2 г/кВт·час.

Хар-ки растворов	раствор фенола					р-р гептана		вода №1			вода №2		
	t_o , мин					t_o , мин		t_o , мин			t_o , мин		
	0	1,5	3	6	9	0	6	0	3	8	0	3	8
Цветность, град								150	190	102	127	108	75
Мутность, гр/л								69	11	10	11,3	9,3	7,4
ХПК, мг O_2 /л	4600	1200	800	400	3,5	4800	0	680	640	400	80	64	16
C , мг/л	300	78,3	52,2	26,1	2,3	300	0	—					
$M_{\text{э}}$, г/квт. час	—	20,1	2,34	1,18	1,09	—	3,2	—					

Приведенные в таблице значения $M_{\text{эф}}$ во всем диапазоне изменения концентраций фенола $C_{\text{ф}}$ в 1,5...2 раза выше, чем те, что были получены в [8] при разложении фенола ИКР в аналогичных условиях и на 10...20 % выше тех энергетических выходов $M_{\text{эф}}$, которые дает озонирование [8] (при энергозатратах на получение озона из осушенного воздуха 18...20 кВт·час/кг). Поэтому, учитывая также, что при очистке воды посредством воздействия ИКР на ее поверхность нет необходимости в осушителях воздуха и барбораторах для растворения озона, можно утверждать, что предложенный метод по удельным энергозатратам и экономичности является конкурентоспособным традиционному озонированию воды.

Результаты обработки природной воды (таблица) показывают, что использование ИКР позволяет значительно улучшить ее органолептические показатели (цветность, мутность) и снижает ХПК в 1,7 раза для воды №1 и в 5 раз – для воды №2. Удельные энергозатраты W_y на такую обработку воды рассчитывались по выражению

$$W_y = f_u W_u t_o V^{-1}, \quad (6)$$

где t_o – полное время обработки. Расчет показал, что значения W_y достигают внушительных величин $W_y \sim 100$ кВт·час/м³. Такие удельные энергозатраты на обработку исследуемой природной воды слишком велики. Для ее очистки необходимо использовать ИКР или озонирование в комплексе с другими методами.

Следует также отметить, что энергетические показатели ИКР по очистке воды можно существенно улучшить за счет добавления в жидкость относительно небольших количеств H_2O_2 , Fe_2SO_4 или $NaOH$ в зависимости от конкретного вида загрязнения [9], оптимизации параметров разряда, разрядной камеры и др. Это должно стать предметом дальнейших исследований.

Выводы. Использование для электродной системы «игла – плоский жидкий катод» импульсного напряжения вместо постоянного позволяет создать условия для достижения положительным стримером поверхности жидкости и увеличить амплитуду тока стримера в 5...7 раз. Наличие на катоде даже тонкого слоя воды (~1 мм) затрудняет переход коронного разряда в искровой, обуславливая этим возможность увеличения энергии стримеров, бомбардирующих поверхность жидкости.

На примере фенола и гептана показано, что электроразрядная обработка может эффективно использоваться для очистки воды от органических примесей. Энергетический выход по фенолу достигает 20 г/кВт·час, что в 1,5...2 раза выше, чем в известных электроразрядных технологиях и на 10...20 % лучше, чем при прямом озонировании.

1. Божко И.В., Фальковский Н.И. Коронный разряд на поверхность электропроводящей жидкости и его использование для обработки воды // Техн. электродинамика. – 2007. – № 2. – С. 9–14.
2. Божко И.В., Петухов И.С., Фальковский Н.И. Электродная система для разрядных устройств с положительной стримерной короной // Техн. электродинамика. – 2006. – № 3. – С. 9–12.
3. Божко И.В., Петухов И.С. Исследование разрядного промежутка для плазмохимического реактора на положительной стримерной короне // Техн. электродинамика. – 2005. – № 3. – С. 17–21.
4. Горячев В.Л., Рутберг Ф.Г., Федюкович В.Н. Электроразрядный метод очистки воды. Состояние проблемы и перспективы // Известия Академии наук: Энергетика. – 1998. – № 1. – С. 40–55.
5. Зыкина Л.Н., Голдаев В.С. Обеззараживание речной воды высоковольтными разрядами // Электронная обработка материалов. – 1974. – № 2. – С. 67–68.
6. Наугольных К.А., Рой Н.А. Электрические разряды в воде. – М.: Наука, 1971. – 156 с.
7. Яворовский Н.А., Корнев Я.И., Прейс С.В. и др. Импульсный барьерный разряд как метод обработки воды: активные частицы-окислители в водо-воздушном потоке // Известия Томского политехнического университета. – 2006. – Т.809. – № 2. – С. 108–113.
8. Hoeben W.F.L.M., Velohuzien E.M., Rutgers W.R. and Kroesen G.M.W. Gas phase corona discharges for oxidation of phenol in an aqueous solution // J. Phys. D: Appl. Phys. – 1999. – № 32. – L. 132–133.
9. Pokryvailo A., Wolf M., Jankelevich J. High – power pulsed corona for treatment of pollutants in heterogeneous media // IEEE transactions plasma science. – 2006. – V.34. – № 5. – Pp. 1731–1743.
10. Suarason J., Mudura M., Chiro R. A novel tipe ozonier for wastewater treatment // J. of Electrostatics. – 2005. – №. 63. – Pp. 831–836.
11. Suarason J., Chirdou L., Chirdou J. Experimental characterization of multi- point corona discharge devices for directozonization of liquids // J. of Electrostatics. – 2002. – № 54. – Pp. 207–214.
12. Ono R., Oda T. Measurement of hydroxyl radicals in pulsed corona discharge // J. of Electrostatics. – 2002. – V. 55. – № 3. – Pp. 333–342.
13. Ono R., Oda T. Dynamics of ozone and OH radicals generated by pulsed corona discharge in humid – air flow reactor measured by laser spectroscopy // J. Appl. Phys. – 2003. – V. 93. – № 10. – Pp. 5876–5882.

Надійшла 09.10.2009

УДК 681.511.4

Пересада С. М., докт. техн. наук, **Бовкунович В. С.**, **Ковбаса С. Н.**, канд. техн. наук (Национальный технический университет Украины «КПИ», Киев)

**АДАПТИВНЫЙ НАБЛЮДАТЕЛЬ МАТСУСЕ: НОВЫЙ СИНТЕЗ,
ГАРАНТИРУЮЩИЙ АСИМПТОТИЧНОСТЬ ОЦЕНИВАНИЯ ВЕКТОРА
ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ И АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ РОТОРА
АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ**

Разработан метод синтеза адаптивного к вариациям активного сопротивления ротора наблюдателя вектора потокосцепления, имеющего структуру наблюдателя Матсусе. Впервые найдена структура обратных связей наблюдателя и определены соотношения для значений их настроечных коэффициентов, гарантирующие локальную асимптотическую устойчивость оценивания компонент вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора в условиях, когда электромагнитный момент не равен нулю или модуль вектора потокосцепления ротора не является постоянным.

Розроблено метод синтезу адаптивного до варіацій активного опору ротора спостерігача вектора потокозчеплення, який має структуру спостерігача Матсусе. Вперше знайдено структуру зворотних зв'язків спостерігача та визначено співвідношення для коефіцієнтів налаштування, які гарантують локальну асимптотичну стійкість оцінювання компонент вектора потокозчеплення і активного опору ротора в умовах, коли електромагнітний момент не дорівнює нулю або модуль вектора потокозчеплення не є постійним.

Введение. Основным недостатком алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем (АД) является их чувствительность к вариациям параметров электрической машины. Решению этой проблемы посвящено большое количество исследований [2,4,9] (см. [1], а также список литературы в ней), в которых показано, что основным параметрическим возмущением в рассматриваемых системах является изменение активного сопротивления ротора АД вследствие его нагрева. При этом нарушаются условия полеориентирования, из-за чего деградируют показатели качества регулирования координат, возможна даже потеря устойчивости, снижается энергетическая эффективность процесса электромеханического преобразования энергии.

Начиная с пионерской работы [3], значительные усилия были направлены на разработку теории и создание практических адаптивных систем векторного управления АД, однако до настоящего времени определенного общепризнанного решения проблемы эффективного управления АД в условиях неопределенности его параметров не существует. Это объясняется тем, что АД является нелинейным многомерным объектом управления с частично измеряемым вектором состояния, причем, изменяющиеся параметры роторной цепи входят в правую часть дифференциальных уравнений, выход которых не измеряется. Для объектов управления этого класса общая теория нелинейного управления находится только в стадии становления.

Значительная часть алгоритмов наблюдения вектора потокосцепления и идентификации активного сопротивления ротора в условиях его неопределенности не имеют строгого теоретического обоснования, с другой стороны, те, которые теоретически доказаны, как правило, очень сложны. В [5] К.Матсусе (К.Matsuse) предложил адаптивный к вариациям активного сопротивления ротора наблюдатель вектора потокосцепления, который является одним из наиболее цитируемых в публикациях данного направления. Структурно наблюдатель К. Матсусе состоит из стандартного наблюдателя Вергезе [10] полного порядка и алгоритма идентификации неизвестного сопротивления ротора, который конструируется на основе упрощенного синтеза методом Ляпунова. Наблюдатель [10] демонстрирует ра-

ботоспособность, однако строгого доказательства его асимптотической устойчивости до сих пор нет. В сравнении с первыми общетеоретическими решениями [6,7], которые гарантируют глобальную асимптотическую устойчивость, наблюдатель К. Матсусе более прост (пятый порядок в сравнении с одиннадцатым [8] и девятым [9]) и содержит меньшее количество настраиваемых коэффициентов.

Отметим, что доказательство асимптотической устойчивости для нелинейной системы имеет не только теоретический интерес, но гарантирует условия, в которых система работоспособна. В тоже время технические решения могут быть работоспособны в отдельных режимах, но иметь неудовлетворительные показатели и даже быть неустойчивыми в других, определить которые наперед невозможно.

Целью настоящей статьи является исключение данного пробела в теории адаптивного управления АД путем разработки метода синтеза адаптивного наблюдателя, имеющего структуру наблюдателя Матсусе. Впервые найдена структура обратных связей наблюдателя и определены соотношения для значений их настроечных коэффициентов, гарантирующие локальную асимптотическую устойчивость.

Статья организована следующим образом. Вначале дана математическая модель АД и сформулированы цели оценивания (идентификации) и наблюдения, далее представлен метод синтеза неадаптивного наблюдателя, который затем распространен на случай синтеза адаптивного наблюдателя.

Математическая модель АД, постановка задач наблюдения и идентификации. Математическая модель электрической части симметрического АД в условиях стандартных допущений, представленная в стационарной системе координат статора ($a-b$), имеет вид [8]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1a} &= -(\sigma^{-1}R_1 + \alpha_N L_m \beta) i_{1a} + \alpha_N \beta \psi_{2a} + \beta \omega \psi_{2b} + \sigma^{-1} u_{1a} + \Delta \alpha \beta (\psi_{2a} - L_m i_{1a}), \\ \dot{i}_{1b} &= -(\sigma^{-1}R_1 + \alpha_N L_m \beta) i_{1b} + \alpha_N \beta \psi_{2b} - \beta \omega \psi_{2a} + \sigma^{-1} u_{1b} + \Delta \alpha \beta (\psi_{2b} - L_m i_{1b}), \\ \dot{\psi}_{2a} &= -\alpha_N \psi_{2a} - \omega \psi_{2b} + \alpha_N L_m i_{1a} - \Delta \alpha (\psi_{2a} - L_m i_{1a}), \\ \dot{\psi}_{2b} &= -\alpha_N \psi_{2b} + \omega \psi_{2a} + \alpha_N L_m i_{1b} - \Delta \alpha (\psi_{2b} - L_m i_{1b}), \end{aligned} \quad (1)$$

где (i_{1a}, i_{1b}) , (ψ_{2a}, ψ_{2b}) , (u_{1a}, u_{1b}) – компоненты векторов тока статора, потокосцепления ротора и напряжения статора, ω – угловая скорость, R_1 , L_m – активное сопротивление статора и индуктивность намагничивающего контура. Положительные константы в (1), связанные с электрическими параметрами АД, определены следующим образом $\alpha_N = R_{2N}/L_2$, $\Delta \alpha = \Delta R_2/L_2$, $\sigma = (L_1 - L_m^2/L_2)$, $\beta = L_m/L_2 \sigma$, где $R_{2N}, \Delta R_2$ – номинальное значение и отклонение активного сопротивления, так что $R_2 = R_{2N} + \Delta R_2 > 0$; L_1, L_2 – индуктивности статора и ротора. Без потери общности в (1) принята одна пара полюсов.

Рассмотрим следующую задачу идентификации и наблюдения. Пусть для модели (1) выполняются следующие условия: токи статора i_{1a}, i_{1b} и угловая скорость ω доступны для измерения, компоненты вектора потокосцепления ротора ψ_{2a}, ψ_{2b} – неизмеряемые; сигналы (i_{1a}, i_{1b}) , (ψ_{2a}, ψ_{2b}) , (u_{1a}, u_{1b}) , ω являются ограниченными; сигналы i_{1a}, i_{1b} , ω имеют ограниченную производную; все параметры в (1) за исключением $\Delta \alpha$ известны и постоянны, $\Delta \alpha$ – неизвестен, но постоянен.

В условиях этих допущений для системы (1) необходимо синтезировать адаптивный асимптотический наблюдатель, гарантирующий достижение следующих целей управления:

– асимптотичность оценивания переменных состояния

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{\psi}_{2a}, \tilde{\psi}_{2b}) = 0, \quad (2)$$

где $\tilde{i}_{1a} = i_{1a} - \hat{i}_{1a}$, $\tilde{i}_{1b} = i_{1b} - \hat{i}_{1b}$, $\tilde{\psi}_{2a} = \psi_{2a} - \hat{\psi}_{2a}$, $\tilde{\psi}_{2b} = \psi_{2b} - \hat{\psi}_{2b}$ – ошибки оценивания, $\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}, \hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}$ – оценки соответствующих переменных;

– асимптотичность идентификации активного сопротивления ротора, определяемого параметром $\alpha = \alpha_N + \Delta \alpha$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\alpha} = 0, \quad (3)$$

где $\tilde{\alpha} = \alpha - \hat{\alpha}$ – ошибка оценивания, а оценка $\hat{\alpha}$ определена как $\hat{\alpha} = \alpha_N + \Delta \hat{\alpha} > 0$.

При выполнении условий (2), (3) алгоритм наблюдения и оценивания будет определять адаптивный наблюдатель полного порядка для АД, заданного моделью (1).

Замечание. Из (1) следует, что активное сопротивление ротора не является идентифицируемым, если на некотором интервале времени

$$\psi_{2a} = L_m \dot{i}_{1a}, \quad \psi_{2b} = L_m \dot{i}_{1b}, \quad (4)$$

поскольку в этом случае уравнения (1) не зависят от $\Delta\alpha$. Условие (4) выполняется, если одновременно электромагнитный момент АД равен нулю и модуль вектора потокосцепления ротора постоянен. Данное свойство определяется физикой работы АД и связано с тем, что в этом режиме ток ротора равен нулю.

Синтез наблюдателя при известном активном сопротивлении ротора. Процедура синтеза неадаптивного наблюдателя потока полного порядка, известного как наблюдатель Вергезе [7], базируется на использовании второго метода Ляпунова и позволяет сконструировать семейство наблюдателей со свойством глобальной экспоненциальной устойчивости. Однако при построении адаптивных по отношению к вариациям активного сопротивления ротора наблюдателей ее использование затруднительно, поскольку неизвестный параметр $\Delta\alpha$ входит в последние два уравнения (1), которые описывают динамическое поведение неизмеряемых переменных. Один из возможных путей преодоления этого положения впервые предложен в [6,7] и состоит в преобразовании (1) к структуре, в которой динамическое поведение неизмеряемых переменных от неизвестного параметра не зависит.

Пусть $\Delta\alpha = 0$, тогда общая форма неадаптивного наблюдателя запишется в виде

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_{1a} &= -(R_1/\sigma + \alpha L_m \beta) \hat{i}_{1a} + \alpha \beta \hat{\psi}_{2a} + \beta \omega \hat{\psi}_{2b} + \sigma^{-1} u_{1a} + k_1 \tilde{i}_{1a}, \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -(R_1/\sigma + \alpha L_m \beta) \hat{i}_{1b} + \alpha \beta \hat{\psi}_{2b} - \beta \omega \hat{\psi}_{2a} + \sigma^{-1} u_{1b} + k_1 \tilde{i}_{1b}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\alpha \hat{\psi}_{2a} - \omega \hat{\psi}_{2b} + \alpha L_m \dot{i}_{1a} - v_a / \beta, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\alpha \hat{\psi}_{2b} + \omega \hat{\psi}_{2a} + \alpha L_m \dot{i}_{1b} - v_b / \beta, \end{aligned} \quad (5)$$

где k_1 – коэффициент обратной связи, а корректирующие сигналы v_a, v_b будут определены далее.

Из (1), (5) уравнения динамики ошибок оценивания будут

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -k_1 \tilde{i}_{1a} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2a} + \beta \omega \tilde{\psi}_{2b}, \quad \dot{\tilde{i}}_{1b} = -k_1 \tilde{i}_{1b} + \alpha \beta \tilde{\psi}_{2b} - \beta \omega \tilde{\psi}_{2a}, \\ \dot{\tilde{\psi}}_{2a} &= -\alpha \tilde{\psi}_{2a} - \omega \tilde{\psi}_{2b} + v_a / \beta, \quad \dot{\tilde{\psi}}_{2b} = -\alpha \tilde{\psi}_{2b} + \omega \tilde{\psi}_{2a} + v_b / \beta. \end{aligned} \quad (6)$$

Следуя [8], введем линейное преобразование координат

$$z_a = \tilde{i}_{1a} + \beta \tilde{\psi}_{2a}, \quad z_b = \tilde{i}_{1b} + \beta \tilde{\psi}_{2b}. \quad (7)$$

В новых координатах система (6) приобретет вид

$$\begin{aligned} \dot{z}_a &= -k_1 \tilde{i}_{1a} + v_a, \\ \dot{z}_b &= -k_1 \tilde{i}_{1b} + v_b, \\ \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -(k_1 + \alpha) \tilde{i}_{1a} - \omega \tilde{i}_{1b} + \alpha z_a + \omega z_b, \\ \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -(k_1 + \alpha) \tilde{i}_{1b} + \omega \tilde{i}_{1a} + \alpha z_b - \omega z_a. \end{aligned} \quad (8)$$

Из структуры (8) становится понятным смысл преобразования (7): переменные z_a и z_b имеют динамику, которая не зависит от параметра α .

Для синтеза корректирующих обратных связей v_a и v_b рассмотрим следующую функцию Ляпунова

$$V_1 = 0.5 (z_a^2 + z_b^2 + \tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) > 0, \quad (9)$$

производная которой в силу решений (8) равна

$$\dot{V}_1 = -(k_1 + \alpha) (\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) \leq 0, \quad (10)$$

если

$$v_a = (k_1 - \alpha) \tilde{i}_{1a} + \omega \tilde{i}_{1b}, \quad v_b = (k_1 - \alpha) \tilde{i}_{1b} - \omega \tilde{i}_{1a}. \quad (11)$$

Из (9), (10) следует, что переменные $\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, z_a, z_b$ являются ограниченными, а, следовательно $\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}, \hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}, \dot{\hat{i}}_{1a}, \dot{\hat{i}}_{1b}$ также ограничены. Поскольку $V_1(t) \leq V_1(0)/(k_1 + \alpha)$, то сигналы $\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}$ являются квадратично интегрируемыми, а, следовательно, из леммы Барбалат [8] получаем $\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}) = 0$.

Для доказательства сходимости в нуль ошибок оценивания переменных z_a, z_b запишем (8) с учетом (11) в следующей стандартной форме:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{i}}} &= \mathbf{A}(t)\tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{\Gamma}^T(t)\mathbf{z}, \\ \dot{\mathbf{z}} &= -\mathbf{\Gamma}(t)\tilde{\mathbf{i}},\end{aligned}\quad (12)$$

где $\tilde{\mathbf{i}} = (\tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b})^T$, $\mathbf{z} = (z_a, z_b)^T$, $\mathbf{A}(t) = \begin{bmatrix} -(k_1 + \alpha) & -\omega \\ \omega & -(k_1 + \alpha) \end{bmatrix}$, $\mathbf{\Gamma}^T = \begin{bmatrix} \alpha & \omega \\ -\omega & \alpha \end{bmatrix}$, причем

$$\int_t^{t+T} \mathbf{\Gamma}(\tau)\mathbf{\Gamma}^T(\tau)d\tau > 0 \forall t \geq 0, T > 0. \quad (13)$$

Используя известный результат из теории адаптивных систем [8], устанавливаем, что положение равновесия $(\tilde{\mathbf{i}}, \mathbf{z}) = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым, а, следовательно, ошибки оценивания компонент вектора потокосцепления ротора $\tilde{\psi}_{2a}, \tilde{\psi}_{2b}$ будут экспоненциально затухать до нуля. Таким образом уравнения (5), (11) будут описывать асимптотический наблюдатель со свойством экспоненциальной устойчивости для электрической подсистемы АД.

Замечание 2. Необходимо отметить, что значения коэффициентов обратных связей наблюдателя (11) не свободны для выбора, что может быть осуществлено в стандартном наблюдателе Вергезе за счет конструирования функции Ляпунова, а являются зависимыми от значений k_1 и α .

Адаптивный наблюдатель. Используя (1), (5), (11), сконструируем адаптивный к вариациям активного сопротивления ротора наблюдатель вектора потокосцепления ротора

$$\begin{aligned}\dot{\hat{i}}_{1a} &= -(R_1/\sigma + \hat{\alpha}L_m\beta)i_{1a} + \hat{\alpha}\beta\hat{\psi}_{2a} + \beta\omega\hat{\psi}_{2b} + \sigma^{-1}u_{1a} + k_1\tilde{i}_{1a}, \\ \dot{\hat{i}}_{1b} &= -(R_1/\sigma + \hat{\alpha}L_m\beta)i_{1b} + \hat{\alpha}\beta\hat{\psi}_{2b} - \beta\omega\hat{\psi}_{2a} + \sigma^{-1}u_{1b} + k_1\tilde{i}_{1b}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2a} &= -\hat{\alpha}\hat{\psi}_{2a} - \omega\hat{\psi}_{2b} + \hat{\alpha}L_m\dot{i}_{1a} - (k_1 - \hat{\alpha})\tilde{i}_{1a} - \omega\tilde{i}_{1b}, \\ \dot{\hat{\psi}}_{2b} &= -\hat{\alpha}\hat{\psi}_{2b} + \omega\hat{\psi}_{2a} + \hat{\alpha}L_m\dot{i}_{1b} - (k_1 - \hat{\alpha})\tilde{i}_{1b} + \omega\tilde{i}_{1a}, \\ \Delta\dot{\hat{\alpha}} &= -\dot{\hat{\alpha}} = \gamma_1\beta[\tilde{i}_{1a}f_a + \tilde{i}_{1b}f_b],\end{aligned}\quad (14)$$

где $f_a = (\hat{\psi}_{2a} - L_m\dot{i}_{1a})$, $f_b = (\hat{\psi}_{2b} - L_m\dot{i}_{1b})$; γ_1 – настроечный коэффициент алгоритма идентификации, $\gamma_1 > 0$.

Уравнения динамики ошибок оценивания и идентификации при этом будут

$$\begin{aligned}\dot{z}_a &= -\alpha\tilde{i}_{1a} + \omega\tilde{i}_{1b} + \tilde{\alpha}\tilde{i}_{1a}, \\ \dot{z}_b &= -\alpha\tilde{i}_{1b} - \omega\tilde{i}_{1a} + \tilde{\alpha}\tilde{i}_{1b}, \\ \dot{\tilde{i}}_{1a} &= -(k_1 + \alpha)\tilde{i}_{1a} - \omega\tilde{i}_{1b} + \alpha z_a + \tilde{\alpha}\beta f_a, \\ \dot{\tilde{i}}_{1b} &= -(k_1 + \alpha)\tilde{i}_{1b} + \omega\tilde{i}_{1a} + \alpha z_b + \tilde{\alpha}\beta f_b, \\ \dot{\tilde{\alpha}} &= -\gamma_1\beta(\tilde{i}_{1a}f_a + \tilde{i}_{1b}f_b).\end{aligned}\quad (15)$$

Исследуем устойчивость линеаризованной системы (15), которая получается при пренебрежении в первых двух уравнениях (15) квадратичными составляющими $(\tilde{\alpha}\tilde{i}_{1a}, \tilde{\alpha}\tilde{i}_{1b})$. Для этого рассмотрим функцию Ляпунова $V_2 = V_1 + \gamma_1\tilde{\alpha}^2$, производная которой равна $\dot{V}_2 = \dot{V}_1 - (k_1 + \alpha)(\tilde{i}_{1a}^2 + \tilde{i}_{1b}^2) \leq 0$.

Из анализа устойчивости, аналогичного рассмотренному для неадаптивного наблюдателя, устанавливаем, что сигналы $z_a, z_b, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{\alpha}$ ограничены, а, следовательно, и переменные $\hat{i}_{1a}, \hat{i}_{1b}, \hat{\psi}_{2a}, \hat{\psi}_{2b}, \hat{\alpha}$ будут ограниченными. С другой стороны (15) в форме (12) может быть записана с $\mathbf{z} = (z_a, z_b, \tilde{\alpha})^T$,

$$\mathbf{\Gamma}(t) = \begin{bmatrix} \alpha & \omega & f_a \\ -\omega & \alpha & f_b \end{bmatrix}, \quad (16)$$

причем условие персистентности (постоянства) возбуждения (13) [8] выполняется при $f_a \neq 0, f_b \neq 0$. В этом случае положение равновесия линеаризованной системы (15) $\mathbf{x} = (z_a, z_b, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}, \tilde{\alpha}) = 0$ является глобально экспоненциально устойчивым, а, следовательно, нелинеаризованная система (15) будет локально экспоненциально устойчивой.

Таким образом, уравнения (14) определяют адаптивный наблюдатель вектора потокосцепления ротора, который при $\|\mathbf{x}(0)\| \leq r > 0$ будет гарантировать асимптотичность оценивания компонент вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора. Нетрудно показать, что при $\hat{\alpha} > 0$ условие $f_a \neq 0, f_b \neq 0$ соответствует условию (4), то есть $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{x}(t) = 0$ достигается, если электромагнитный момент не равен нулю и модуль вектора потокосцепления ротора не является постоянным. В противном случае процесс идентификации параметра α замораживается так, что $\tilde{\alpha}$ стремится к некоторой константе. Однако локальная асимптотичность схождения ошибок оценивания $z_a, z_b, \tilde{i}_{1a}, \tilde{i}_{1b}$ в ноль сохраняется, поскольку уравнения (15) при этом приобретают структуру неадаптивного наблюдателя с дополнительными компонентами $\tilde{\alpha}\tilde{i}_{1a}, \tilde{\alpha}\tilde{i}_{1b}$ в первых двух уравнениях.

Заключение. Разработан новый метод синтеза адаптивных к изменениям активного сопротивления ротора наблюдателей вектора потокосцепления, имеющих структуру наблюдателя Матсусе. Теоретически обоснованная структура обратных связей и значения их настроечных коэффициентов гарантируют наблюдателю локальную асимптотическую устойчивость оценивания компонент вектора потокосцепления и активного сопротивления ротора в условиях, когда электромагнитный момент не равен нулю или модуль вектора потокосцепления ротора не является постоянным.

1. *Пересада С.М.* Векторное управление в асинхронном электроприводе: аналитический обзор // Вестник ДГТУ. – 1999. – С. 1 – 23.
2. *Atkinson D.J., Acarnley P.P. and Finch J. W.* Observers for induction motor state and parameter estimation // IEEE Trans. on Industrial Applications. – 1991. – Vol. 27 – No.6. – P. 1119–1127.
3. *Garces L.J.* Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor // IEEE Trans. on Industrial Applications. – 1980. – Vol. IA-16. – No. 2. – P. 173–178.
4. *Krishnan R. and Doran F.C.* Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive systems // IEEE Trans. on Industrial Applications. – 1987. – Vol. 23. – P. 623–635.
5. *Kubota H., Matsuse K. and Nakano T.* New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives // in Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society. – IECON'90. – Pacific Grove, California. – 1990. – P. 921–926.
6. *Marino R., Peresada S. and Tomei P.* On-line rotor resistance estimation for induction motors // Proc. Annual Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society – IECON'94. – Bologna, Italy. – 1994. – Vol. 3. – P. 2137–2142.
7. *Marino R., Peresada S. and Tomei P.* Adaptive observer for induction motors with unknown rotor resistance // Proc. of the IEEE Conf. on Decision and Control – CDC'94. – Lake Buena Vista, Florida, USA. – 1994. – Vol. 1. – P. 696–697.
8. *Narendra K.S. and Annaswamy A.M.* Stable Adaptive Systems. – New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. – 496p.
9. *Roboam X., Andrieux C., de Fornel B. and Hapiot J.* Rotor flux observation and control in squirrel-cage induction motor: reliability with respect to parameters variations // IEEE Proc. D. – 1992. – Vol. 139. – P. 363–370.
10. *Verghese G.C. and Sanders S.R.* Observers for flux estimation in induction machines // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 1988. – Vol. 35. – P. 85–94.

Надійшла 03.11.09

В. М. Михальський, канд. техн. наук (Інститут електродинаміки НАН України, Київ)

РЕЖИМ ПЕРЕМОДУЛЯЦІЇ ПРИ КЕРУВАННІ АВТОНОМНИМ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ З ШИРОТНО-ІМПУЛЬСНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ

Розглянуто методику визначення гармонічного складу вихідної напруги АІН в режимі перемодуляції при застосуванні для ШІМ різних модуляційних стратегій.

Рассмотрена методика определения гармонического состава выходного напряжения АИН в режиме перемодуляции при использовании для ШИМ разных модуляционных стратегий.

Вступ. Як відомо, при регулюванні вихідної напруги трифазних автономних інверторів напруги (АІН) з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) верхня межа лінійного діапазону регулювання залежить від вибраного методу модуляції [1–6]. Під лінійним діапазоном тут мається на увазі діапазон, в якому залежність першої гармоніки вихідної напруги АІН від коефіцієнта модуляції є лінійною, тобто графік залежності U_{1m} від m є прямою лінією (U_{1m} – амплітудне значення першої гармоніки вихідної фазної напруги на навантаженні інвертора, а коефіцієнт модуляції $m = u'_{1m}/u_{on\ m}$ є відношенням амплітудного значення заданої вихідної фазної напруги на навантаженні до амплітуди опорного сигналу ШІМ) [1].

Необхідно розрізнити задані значення параметрів, як, наприклад, задана напруга u'_1 і значення параметрів, які реально отримані на виході перетворювача. Якщо перші вимірюються в масштабі амплітуди опорного сигналу [1], то другі вимірюються в масштабі напруги джерела живлення інвертора U_{dc} . З метою спрощення аналізу процесів при реалізації ШІМ в АІН часто доводиться умовно прирівнювати задані та реально отримані величини, але необхідно в кожному випадку чітко обумовлювати такі дії. Враховуючи вищесказане, визначимося з максимально можливими межами лінійного діапазону регулювання вихідної напруги АІН для різних алгоритмів модуляції. При використанні синусоїдальної широтно-імпульсної модуляції (СІНШІМ) верхня межа лінійного діапазону модуляції визначається як $m = 1$, а при використанні як перервних, так і неперервних методів підмодуляції, а також векторної широтно-імпульсної модуляції (ВШІМ), лінійний діапазон розширюється до значення верхньої межі $m = 2/\sqrt{3}$ за рахунок інжекції в модуляційну функцію складових нульової послідовності [1].

Розглянемо найрозповсюдженіший випадок, коли джерелом живлення АІН є випрямлена за допомогою мостового випрямляча напруга трифазної мережі живлення з фазною напругою U_ϕ . Як відомо, середнє значення випрямленої напруги в цьому випадку дорівнює

$$U_{dc} = (3\sqrt{6}/\pi)U_\phi. \quad (1)$$

При формуванні неспотворених вихідних напруг на фазах навантаження АІН на верхній межі лінійного діапазону регулювання амплітудні значення цих напруг дорівнюватимуть $U_{1m} = 2/\sqrt{3}$. Такий запис справедливий тільки у випадку, коли $U_{dc}/2$ умовно прирівняно до одиниці. Тоді $U_{1m} = (2/\sqrt{3})U_{dc}/2 = U_{dc}/\sqrt{3}$, а з урахуванням (1)

$$U_{1m} = (3\sqrt{6}U_\phi)/\pi\sqrt{3} = (3\sqrt{2}U_\phi)/\pi = 3U_{\phi m}/\pi, \quad (2)$$

де $U_{\phi m}$ – амплітудне значення напруги U_ϕ .

Таким чином, максимальне досяжне значення амплітуди першої гармоніки фазної напруги на навантаженні АІН при неспотворюючому формуванні дорівнює тільки $3/\pi \approx 0,955$ від амплітуди фазної напруги трифазної системи живлення випрямляча навіть при застосуванні імплементації складових нульової послідовності в модуляційну функцію. Це означає, що, якщо виникає необхідність отримати на виході АІН напругу, на яку розраховано, наприклад, стандартний асинхронний двигун (тобто $3xU_\phi$), то цього зробити неможливо, не виходячи за межі лінійного діапазону регулювання, і, відповідно, не входячи в режим перемодуляції.

Верхньою межею режиму перемодуляції в АІН є режим миттєвого крокування між стаціонарними векторами – так званий режим шестикутника, коли всі можливості ШІМ вичерпано [1,5]. Амплітуда першої гармоніки вихідної фазної напруги на навантаженні в цьому режимі визначається так:

$$U_{1m_{уст}} = \frac{4}{\pi} \frac{U_{dc}}{2} = \frac{2U_{dc}}{\pi}. \quad (3)$$

Якщо виразити U_{dc} через U_{ϕ} (1), то для режиму шестикутника вираз (2) переписеться таким чином:

$$U_{1m} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} U_{\phi} \frac{2}{\pi} = \frac{6\sqrt{3}}{\pi^2} U_{\phi m} \approx 1,053 U_{\phi m}. \quad (4)$$

Можна зробити висновок, що на верхній межі режиму перемодуляції максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги АІН приблизно на 5 відсотків перевищує значення відповідної (фазної чи лінійної) напруги трифазної мережі живлення, в той час як на межі лінійного режиму та режиму перемодуляції (при керуванні з інжекцією в модуляційну функцію складових нульової послідовності) значення вихідної напруги інвертора буде приблизно на 4,5 відсотки меншим від напруги мережі.

Для забезпечення ефективного керування, наприклад, електроприводами змінного струму в динамічних режимах з використанням АІН, часто виникає необхідність не тільки забезпечити максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги, що відповідає напрузі промислової мережі, але й на деякому часовому інтервалі перевищити його.

Якщо до того ж згадати, що розглядається ідеальний перетворювач, без падінь напруги на напівпровідникових ключах та пасивних елементах, то можна зробити висновок, що аналіз процесів у АІН в режимі перемодуляції є надзвичайно актуальним.

Метою статті є дослідження роботи АІН в режимі перемодуляції при застосуванні для ШІМ різних стратегій інжекції складових нульової послідовності в модуляційні функції.

Як відомо, ціною за підвищення рівня першої гармоніки вихідної напруги шляхом перемодуляції є спотворення кривих цієї напруги. Розглянемо, яким чином вибрані методи модуляції впливають на якісний склад вихідної напруги.

Якщо для методів з інжекцією складових нульової послідовності амплітуда першої гармоніки фазної напруги на навантаженні АІН у повному діапазоні перемодуляції регулюється в межах $U_{dc}/\sqrt{3} < U_{1m} \leq 2U_{dc}/\pi$, то для згаданого методу СИНШІМ ці межі відповідатимуть $U_{dc}/2 < U_{1m} \leq 2U_{dc}/\pi$. Значення коефіцієнта модуляції в режимі перемодуляції для СИНШІМ відповідає діапазону $1 < m < \infty$, а для ВШІМ – діапазону $2/\sqrt{3} < m < \infty$.

Для скалярного формування фізично режим перемодуляції означає, що амплітуда сигналу завдання вихідної напруги починає перевищувати амплітуду опорного сигналу. Нормований індекс M в режимі перемодуляції змінюється в діапазоні $0,907 < M \leq 1$ для методів модуляції з використанням підмодуляційних функцій та в діапазоні $0,785 < M \leq 1$ – для СИНШІМ. Нагадаємо, що індекс M є відношенням амплітуди першої гармоніки отриманої вихідної напруги до значення амплітуди першої гармоніки вихідної напруги в режимі шестикутника $M = U_{1m}/U_{1m_{уст}}$ [1]. На рис. 1 показано діаграми модуляційних функцій для методів СИНШІМ та ВШІМ при роботі в першому та другому режимах перемодуляції. Визначення цих режимів буде зроблено далі по тексту. Потрібно зауважити, що при

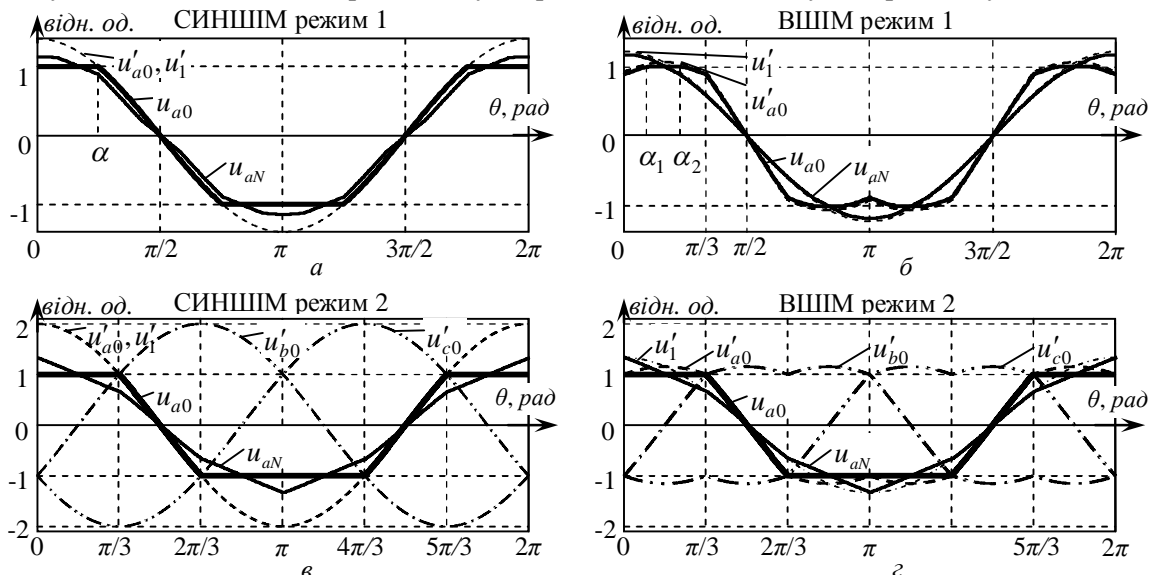


Рис. 1

побудові кривих у різних випадках на цьому етапі використовуються скалярні підходи.

На рис. 1 криві u'_1 відповідають першим гармонікам заданої вихідної фазної напруги на навантаженні u_{aN} ; u'_{a0} , u'_{b0} , u'_{c0} – бажаним модуляційним функціям в режимі перемодуляції; u_{a0} – модуляційним функціям, які можуть бути реалізовані фізично.

Визначимося з критеріями оцінювання якості напруг в режимі перемодуляції. Коли мова йде про спотворення вихідних напруг у цьому режимі, то пропонується брати до уваги не якість кривої з ШІМ-послідовністю, а саме спотворення в низькочастотній частині спектру без урахування складових з частотою модуляції та кратними їй. Іншими словами, розглядати якість кривої вже умовно "відфільтрованої" напруги.

Критерієм якості вихідної напруги в режимі перемодуляції можна вважати сукупний коефіцієнт гармонік напруги (Total Harmonic Distortion – *THD*). В загальному випадку він може визначатися, виходячи з діючого значення напруги за період та діючого значення першої гармоніки за період за ви-

разом: $THD = \sqrt{\left(\frac{U_{rms}}{U_{1rms}}\right)^2} - 1$. Якщо відомо гармонічний склад досліджуваної кривої, то для знаход-

ження коефіцієнта гармонік доцільно скористатися виразом: $THD = \frac{1}{U_{1m}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{km}^2}$ – у відносних оди-

ницях, або $THD = \frac{100\%}{U_{1m}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_{km}^2}$ – у процентному відношенні до першої гармоніки, де U_{km} та U_{1m} – амплітуда гармоніки з номером k та амплітуда першої гармоніки відповідно. Амплітуди гармонік можуть бути знайдені за допомогою розкладання досліджуваної функції в ряд Фур'є.

Спотворення вихідної напруги АІН в режимі перемодуляції для методу СИНШІМ.

На рис. 1, а зображено модуляційну функцію СИНШІМ в режимі перемодуляції: $u'_{a0} = m \cdot \cos(\theta)$, причому $m > 1$, u_{a0} – функція, яка може бути реалізована, u_{aN} – усереднена вихідна фазна напруга інвертора в масштабі функцій завдання, α – кут, який розмежовує інтервал перемодуляції та інтервал неспотворюючого формування модуляційної функції u'_{a0} . Для оцінки якості кривої u_{aN} доцільно визначити коефіцієнт гармонік. З рис. 1, а видно, що крива u_{aN} має чвертьперіодну симетрію і може бути розкладена в ряд Фур'є з використанням тільки непарних складових (з номерами $(2k+1)$) таким чином:

$$A_{2k+1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{aN} \cos(2k+1)\theta d\theta. \quad (5)$$

Слід зауважити, що крива u_{aN} на інтервалі $0 \div \pi/2$ для різних значень амплітуди m має різну структуру і повинна розкладатися в ряд Фур'є на чотирьох підінтервалах. З цієї причини розкладемо в ряд Фур'є криву u_{a0} і за допомогою наведеного нижче співвідношення [4] отримаємо криву u_{aN} :

$$u_{aN} = \frac{2}{3}u_{a0} - \frac{1}{3}u_{b0} - \frac{1}{3}u_{c0}. \quad (6)$$

Для кривої u_{a0} коефіцієнти гармонічного ряду запишуться так:

$$A_{1,k=0} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha} 1 \cos \theta d\theta + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} m \cos^2 \theta d\theta = \frac{4 \sin \alpha}{\pi} - \frac{m(2\alpha - \pi + \sin 2\alpha)}{\pi},$$

$$A_{2k+1,k \geq 1} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha} 1 \cos(2k+1)\theta d\theta + \frac{4}{\pi} \int_{\alpha}^{\frac{\pi}{2}} m \cos \theta \cos(2k+1)\theta d\theta =$$

$$= \frac{4 \sin(2k+1)\alpha}{\pi(2k+1)} - \frac{m((k+1)\sin 2k\alpha + k \sin(2k+1)\alpha)}{\pi k(k+1)}, \quad (7)$$

де кут $\alpha = \arccos(1/m)$.

Оскільки криві модуляційних функцій для вихідних напруг u_{a0} , u_{b0} перетинаються в точці $\pi/3$ (рис. 1, а, в), то шляхом підстановки α отримаємо значення модуляційного коефіцієнта $m_{(1,2)}$, при якому у вихідній напрузі зникають нульові паузи, тобто вихідна напруга починає формуватися тільки з вико-

ристанням ненульових стаціонарних станів [1]: $\pi/3 = \arccos(1/m_{(1,2)})$, $m_{(1,2)} = 2$. Таким чином, для СИНШІМ на границі між першим та другим режимами перемодуляції значення $m_{(1,2)}$ буде дорівнювати 2.

Використовуючи (6) та (7), запишемо гармонічний ряд для u_{aN} :

$$f_{\text{СИНШІМ}, m \geq 1} = \left(m - \frac{2m\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1} \right) \cdot \cos(\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{3} \left[\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right] \times \left[\frac{4 \sin(2k+1)\alpha}{\pi(2k+1)} - \frac{m \sin 2(k+1)\alpha}{\pi(k+1)} - \frac{m \sin 2k\alpha}{\pi k} \right] \cos(2k+1)\theta. \quad (8)$$

Для визначення передаточних характеристик АІН в режимі перемодуляції доцільно застосовувати відносні величини відповідних напруг. Амплітуда першої гармоніки вихідної напруги інвертора у відносних одиницях може бути записана таким чином: $M' = U_{1m} / (U_{dc}/2)$.

Коефіцієнт передачі АІН за напругою може бути визначений як відношення відносної амплітуди першої гармоніки вихідної напруги до коефіцієнта модуляції:

$$G = M' / m. \quad (9)$$

З формули (8) отримуємо вираз, який визначає амплітуду першої гармоніки вихідної напруги у відносних одиницях при застосуванні для керування АІН алгоритму СИНШІМ:

$$M' = m - \frac{2m\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1}. \quad (10)$$

З формул (9) та (10) отримуємо вираз для коефіцієнта передачі інвертора при використанні СИНШІМ:

$$G_{\text{СИНШІМ}} = 1 - \frac{2 \arccos(1/m)}{\pi} + \frac{2}{\pi m^2} \sqrt{m^2 - 1}. \quad (11)$$

На рис. 2 показано графіки залежностей $M'(m)$ та $G(m)$ при використанні методу СИНШІМ для лінійного діапазону регулювання та режиму перемодуляції.

Максимальне значення першої гармоніки вихідної напруги для СИНШІМ в режимі перемодуляції відповідає амплітуді першої гармоніки при шестикроковому формуванні вихідної напруги:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left[m + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1} - \frac{2m \arccos(1/m)}{\pi} \right] = \frac{4}{\pi}. \quad (12)$$

З (8) та (12) можна отримати вираз для коефіцієнта гармонік вихідної напруги для методу СИНШІМ

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{9} \left[\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right]^2 \times \left[\frac{4 \sin(2k+1)\alpha}{\pi(2k+1)} - \frac{m \sin 2(k+1)\alpha}{\pi(k+1)} - \frac{m \sin 2k\alpha}{\pi k} \right]^2}}{m - \frac{2m\alpha}{\pi} + \frac{2}{\pi m} \sqrt{m^2 - 1}} 100\%. \quad (13)$$

Спотворення вихідної напруги АІН в режимі перемодуляції для методу ВШІМ.

На рис. 1, б зображено модуляційну функцію ВШІМ у режимі перемодуляції: u'_{a0} задано зі збільшеною амплітудою в першому діапазоні перемодуляції ($m \in [2/\sqrt{3} \div 4/3]$); u_{a0} – функція, яка може бути реалізована фізично; α_1, α_2 – кути, які відокремлюють на діаграмі інтервали неспотворюючого формування та інтервал перемодуляції $[0 \div \alpha_1] \cup [\alpha_2 \div \pi/2]$, $[\alpha_1 \div \alpha_2]$ відповідно. Під першим режимом перемодуляції мається на увазі режим, в якому напруга регулюється шляхом зміни тривалостей застосування нульових стаціонарних станів ключів інвертора T_0, T_7 [1], в той час, як у другому режимі ці складові уже вичерпані і дорівнюють нулю, а вихідна напруга регулюється шляхом зміни швидкості пересування кінця просторового вектора по сторонах вихідного шестикутника АІН (рис. 1, з).

На рис. 3 показано модуляційну функцію ВШІМ у другому режимі перемодуляції, тобто u'_{a0} задано зі збільшеною амплітудою в діапазоні перемодуляції $m > 4/3$, u_{a0} – завдання, яке може бути реалізовано фізично, α_3 – кут, що відокремлює інтервал перемодуляції від інтервалу неспотворюючого формування $[0 \div \alpha_3]$, $[\alpha_3 \div \pi/2]$ відповідно.

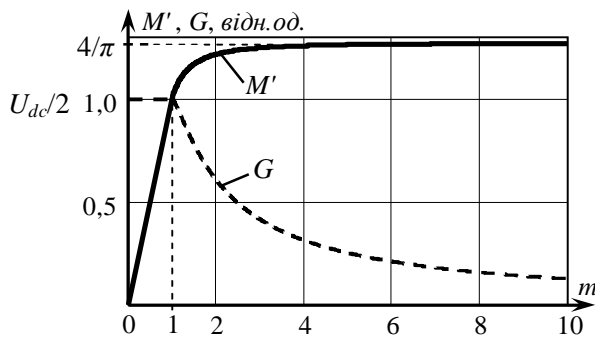


Рис. 2

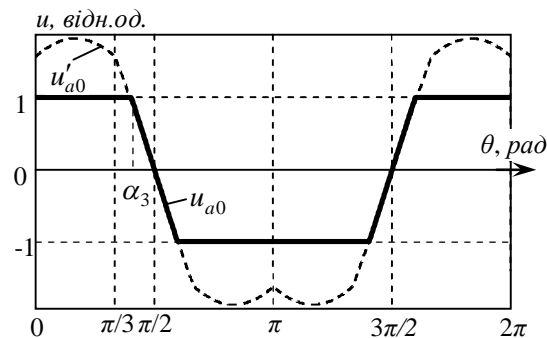


Рис. 3

Кути α_1 , α_2 , та α_3 (рис. 1, б – рис. 3) можуть бути знайдені з використанням зведеної модуляційної функції алгоритму ВШІМ. Для двох інтервалів ця функція запишеться так:

$$f_{ВШІМ} = \begin{cases} (\sqrt{3}/2)m \cos[\theta - (\pi/6)], & \theta \in [0 \div \pi/3] \\ (3/2)m \cos(\theta), & \theta \in [\pi/3 \div 2\pi/3] \end{cases}$$

Шукані кути α_1 , α_2 можуть бути визначені з урахуванням того, що $(\sqrt{3}/2)m \cos[\alpha_{1,2} - (\pi/6)] = 1$.

Тоді
$$\alpha_1 = \pi/6 - \arccos(2\sqrt{3}/3m), \quad \alpha_2 = \pi/6 + \arccos(2\sqrt{3}/3m). \quad (14)$$

Для визначення α_3 врахуємо, що $3m \cos(\alpha_3)/2 = 1$. Тоді

$$\alpha_3 = \arccos(2/3m). \quad (15)$$

Тут доречним буде пояснити, яким чином визначається границя між першим та другим режимом перемодуляції при застосуванні ВШІМ. Оскільки криві модуляційних функцій для вихідних напруг u_{a0} , u_{b0} перетинаються в точці $\pi/3$, а u_{b0} , u_{c0} – в точці 0 (рис. 1, з, рис. 3), то шляхом підстановки $\alpha_1=0$, $\alpha_2= \pi/3$ або $\alpha_3= \pi/3$ у формули (14), (15) отримаємо модуляційний коефіцієнт m , при якому у вихідній напрузі зникають нульові паузи, тобто вихідна напруга починає формуватися тільки з використанням ненульових стаціонарних станів: $0 = \pi/6 - \arccos(2\sqrt{3}/3m)$; $\pi/3 = \pi/6 + \arccos(2\sqrt{3}/3m)$; $\pi/3 = \arccos(2/3m)$, звідки знаходимо значення коефіцієнта модуляції для границі між першим та другим режимами перемодуляції при використанні ВШІМ: $m_{1,2} = 4/3$.

Коефіцієнти гармонічного ряду для алгоритму ВШІМ у першому діапазоні перемодуляції, враховуючи чвертьперіодну симетрію функції u_{a0} , запишуться таким чином:

$$A_{1,k=0(1)} = \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_0^{\alpha_1} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos \theta d\theta + \frac{4}{\pi} \int_1^{\alpha_2} \cos \theta d\theta + \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{3}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos \theta d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \cos^2(\theta) d\theta =$$

$$= \frac{3m^2(\pi - \alpha_2) + 3m^2\alpha_1 + 4\sqrt{3m^2 - 4} - \pi m^2}{2\pi m} = m + \frac{2\sqrt{3m^2 - 4}}{\pi m} - \frac{3m}{\pi} \arccos \frac{2\sqrt{3}}{3m}; \quad (16)$$

$$A_{2k+1,k \geq 1(1)} = \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_0^{\alpha_1} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \frac{4}{\pi} \int_1^{\alpha_2} \cos[(2k+1)\theta] d\theta +$$

$$+ \frac{2\sqrt{3}m}{\pi} \int_{\alpha_2}^{\frac{\pi}{3}} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \cos(\theta) \cos[(2k+1)\theta] d\theta = \quad (17)$$

$$= \frac{m\sqrt{3}[k \sin[2(k+1)\alpha_1 - \pi/6] + (k+1)\sin[2k\alpha_1 + \pi/6] - 1/2]}{2\pi k(k+1)} + \frac{4[\sin[(2k+1)(\pi - \alpha_2)] - \sin[(2k+1)\alpha_1]]}{\pi(2k+1)} +$$

$$+ \frac{m\sqrt{3}[(k+1)\sin[2k(\pi - \alpha_2) - \pi/6] + k \sin[2(k+1)(\pi - \alpha_2) + \pi/6]]}{2\pi k(k+1)} + \frac{m\sqrt{3}}{4\pi k(k+1)} \left(\cos \frac{2\pi k}{3} + \sqrt{3} \sin \frac{2\pi k}{3} \right).$$

Використовуючи (16) і (17) та враховуючи вираз (6), гармонічний ряд для u_{aN} при застосуванні алгоритму ВШІМ в першому діапазоні перемодуляції запишемо так:

$$f_{ВШІМ, m \in \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \div \frac{4}{3} \right]} = A_{1, k=0(1)} \cos(\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \left[A_{2k+1, k \geq 1(1)} \frac{2}{3} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right) \cos(2k+1)\theta \right]. \quad (18)$$

Коефіцієнти гармонічного ряду для алгоритму ВШІМ у другому діапазоні перемодуляції, враховуючи чвертьперіодну симетрію функції u_{a0} , запишемо:

$$A_{1, k=0(2)} = \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_3} \cos \theta d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\alpha_3}} \cos^2 \theta d\theta = \frac{2\sqrt{9m^2 - 4}}{3\pi m} + \frac{3m}{2} - \frac{6m\alpha_3}{\pi}, \quad (19)$$

$$\begin{aligned} A_{2k+1, k \geq 1(2)} &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\alpha_3} \cos[(2k+1)\theta] d\theta + \frac{6m}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{\alpha_3}} \cos \theta \cos[(2k+1)\theta] d\theta = \\ &= \frac{4 \sin[(2k+1)\alpha_3]}{\pi(2k+1)} - \frac{3m \sin[2(k+1)\alpha_3]}{2\pi(k+1)} - \frac{3m \sin[2k\alpha_3]}{2\pi k}. \end{aligned} \quad (20)$$

Використовуючи (19) і (20) та враховуючи вираз (6), гармонічний ряд для u_{aN} при застосуванні алгоритму ВШІМ у другому діапазоні перемодуляції запишеться так:

$$f_{ВШІМ, m \geq \frac{4}{3}} = A_{1, k=0(2)} \cos(\theta) + \sum_{k=1}^{\infty} \left[A_{2k+1, k \geq 1(2)} \frac{2}{3} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right) \cos(2k+1)\theta \right]. \quad (21)$$

З виразів (18) та (21) можна отримати передаточну характеристику G інвертора для першої гармоніки вихідної напруги в режимі перемодуляції з використанням алгоритму ВШІМ:

$$G_{ВШІМ} = \left[\begin{aligned} &\frac{2\sqrt{3m^2 - 4}}{\pi m^2} - \frac{3}{\pi} \arccos \frac{2\sqrt{3}}{3m} + 1, & m \in \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \div \frac{4}{3} \right] \\ &\frac{2\sqrt{9m^2 - 4}}{3\pi m^2} - \frac{6}{\pi} \arccos \frac{2}{3m} + \frac{3}{2}, & m \geq \frac{4}{3} \end{aligned} \right]. \quad (22)$$

Максимальне значення амплітуди першої гармоніки відповідає амплітуді першої гармоніки при шестикроковому формуванні вихідної напруги:

$$\lim_{m \rightarrow \infty} \left[\frac{2\sqrt{9m^2 - 4}}{3\pi m} + \frac{3m}{2} - \frac{6m}{\pi} \arccos \frac{2}{3m} \right] = \frac{4}{\pi}. \quad (23)$$

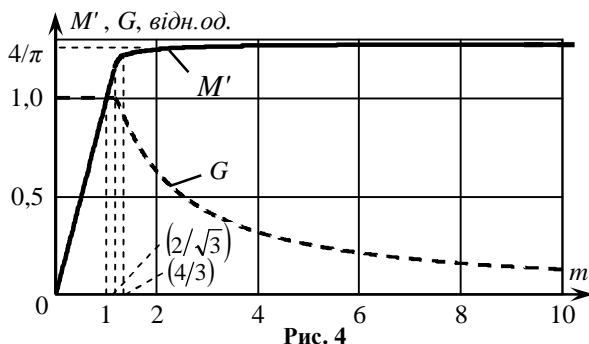


Рис. 4

На рис. 4 показано графіки залежностей $M'(m)$ та $G(m)$ для модуляційної функції ВШІМ в лінійному режимі та режимі перемодуляції.

Коефіцієнт гармонік напруги THD при використанні методу ВШІМ буде визначатись окремо для кожного з діапазонів $m \in \left[\frac{2}{\sqrt{3}} \div \frac{4}{3} \right]$ та $m > \frac{4}{3}$, що відповідають режимам перемодуляції. Використовуючи вирази (18), (21), можна записати:

$$THD_1 = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left(A_{2k+1, k \geq 1(1)} \right)^2 \frac{4}{9} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right)^2}}{A_{1, k=0(1)}} \cdot 100\%, \quad (24)$$

$$THD_2 = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (A_{2k+1, k \geq 1(2)})^2} \cdot \frac{4}{9} \left(\cos \frac{\pi(2k+1)}{3} + 1 \right)^2}{A_{1, k=0(2)}} \cdot 100\% . \quad (25)$$

Коефіцієнт гармонік THD_1 відповідає першому режиму перемодуляції, а коефіцієнт THD_2 – другому режиму перемодуляції.

Векторний підхід до визначення тривалостей стаціонарних станів ключів інвертора в режимі перемодуляції. На рис. 5 (рис. 5, а – повний період вихідної напруги, рис. 5, б – збільшений фрагмент цього періода) умовно зображено зони, що відповідають режимам перемодуляції 1 та 2, виходячи з максимально можливих значень амплітуди першої гармоніки вихідної фазної напруги,

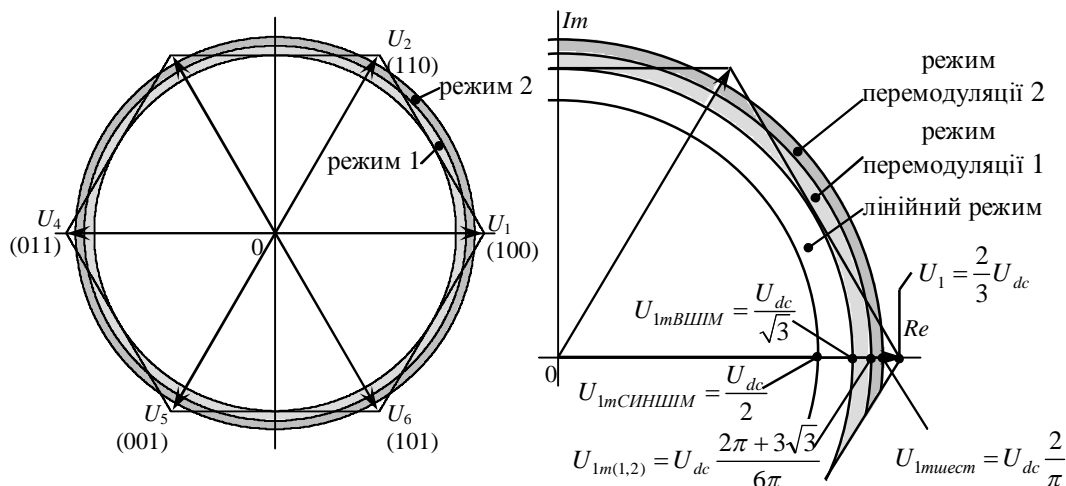


Рис. 5, а, б

які можна отримати при роботі інвертора з різними алгоритмами: СІНШІМ – $U_{dc}/2$; ВШІМ – $U_{dc}/\sqrt{3}$. На границі між першим та другим режимами перемодуляції амплітуда першої гармоніки, виходячи зі співвідношень (11) та (22), буде дорівнювати $U_{1m(1,2)} = U_{dc} (2\pi + 3\sqrt{3}) / 6\pi$ як для СІНШІМ, так і для ВШІМ.

Більш детально розглянути роботу АІН в різних режимах перемодуляції можна, проаналізувавши діаграми на рис. 6. У першому режимі перемодуляції (рис. 6, а) для кута, що відповідає відрізьку

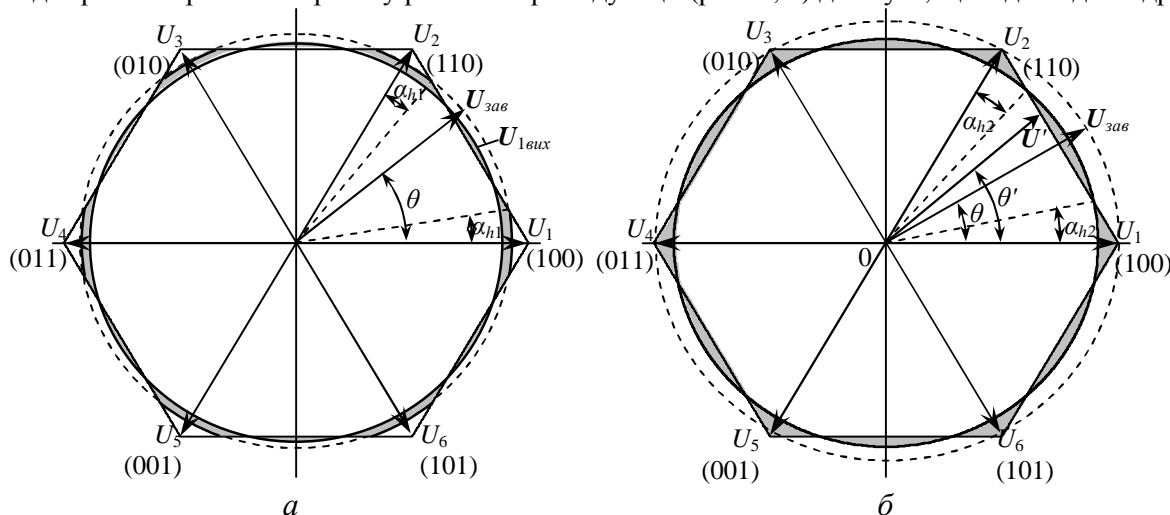


Рис. 6

сторони шестикутника, де вектор завдання $U_{заб}$ перевищує за модулем значення максимально можливого формування (тобто для сегмента першого сектора: $\alpha_{h1} < \theta < [(\pi/3) - \alpha_{h1}]$), тривалості використання стаціонарних станів T_1, T_2, T_0, T_7 ключів інвертора [1] перераховуються наступним чином:

$$T_1 = T_1' / (T_1' + T_2'), \quad T_2 = T_2' / (T_1' + T_2'), \quad T_0 = T_7 = 0, \quad (26)$$

де T_1' та T_2' – тривалості, які розраховуються для кожного сектора періоду вихідної напруги за відомими з [1] співвідношеннями. На інтервалах $0 < \theta < \alpha_{h1}$ та $[(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3$ тривалості T_1' , T_2' також розраховуються за цими співвідношеннями.

Таким чином, для першого режиму перемодуляції з урахуванням (26) співвідношення для визначення тривалостей застосування стаціонарних станів на періоді T_S частоти ШІМ можна записати так:

$$T_1 = \begin{cases} (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(\pi/6) + \theta], & 0 < \theta < \alpha_{h1} \\ T_S \frac{\sqrt{3} \cos \theta - \sin \theta}{\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta}, & \alpha_{h1} < \theta < (\frac{\pi}{3} - \alpha_{h1}) \\ (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(\pi/6) + \theta], & [(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3 \end{cases}, \quad T_2 = \begin{cases} (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(3\pi/2) + \theta], & 0 < \theta < \alpha_{h1} \\ T_S \frac{2 \sin \theta}{\sqrt{3} \cos \theta + \sin \theta}, & \alpha_{h1} < \theta < (\frac{\pi}{3} - \alpha_{h1}) \\ (\sqrt{3}/2)mT_S \cos[(3\pi/2) + \theta], & [(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3 \end{cases}, \quad (27)$$

$$T_0 = T_7 = \begin{cases} (T_S/2) [1 + (\sqrt{3}/2)m \cos[\theta + (5\pi/6)]], & 0 < \theta < \alpha_{h1} \\ 0, & \alpha_{h1} < \theta < [(\pi/3) - \alpha_{h1}] \\ (T_S/2) [1 + (\sqrt{3}/2)m \cos[\theta + (5\pi/6)]], & [(\pi/3) - \alpha_{h1}] < \theta < \pi/3 \end{cases}. \quad (28)$$

Для другого режиму перемодуляції можливості зміни тривалостей нульових стаціонарних станів T_0 та T_7 виявляються вичерпаними. З цієї причини вихідний просторовий вектор U' , рухаючися по периметру шестикутника, може задаватися з нелінійним кутовим переміщенням аж до режиму шестикрокового формування, коли просторовий вектор миттєво переходить з одного стаціонарного стану в інший (рис. 6, б):

$$\theta' = \begin{cases} 0, & 0 < \theta < \alpha_{h2}, \\ \frac{\theta - \alpha_{h2}}{\pi/6 - \alpha_{h2}} \frac{\pi}{6}, & \alpha_{h2} < \theta < [(\pi/3) - \alpha_{h2}], \\ \pi/3, & [(\pi/3) - \alpha_{h2}] < \theta < \pi/3. \end{cases} \quad (29)$$

m	СИНШІМ			ВШІМ		
	1	2	∞	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{4}{3}$	∞
$m \sim$	1,0	2,0	∞	1,1547	1,33333	∞
U_{1m}	1	$\frac{\sqrt{3}}{\pi} + \frac{2}{3}$	$\frac{4}{\pi}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}}{\pi} + \frac{2}{3}$	$\frac{4}{\pi}$
$U_{1m} \sim$	1,0	1,21799	1,27324	1,1547	1,21799	1,27324
M	$\pi/4$	$\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4}$	1	$\frac{\pi}{2\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4}$	1
$M \sim$	0,78539	0,95661	1,0	0,9069	0,95661	1,0

Обчислення складових просторового вектора вихідної напруги в режимі 2 перемодуляції складне і залежить від багатьох факторів. Таким чином, якщо в режимі 1 перемодуляції змінюються амплітуди складових просторового вектора вихідної напруги, а кут приймається незмінним, то в режимі 2 застосовується також модифікація кута за синусоїдальним законом. Фізично в режимі 2 вектор вихідної напруги переміщується по сторонах шестикутника зі швидкістю і за законом, які визначаються коефіцієнтом модуляції m . При $m = \infty$ АІН переходить у режим миттєвого "крокування". Здебільшого для якісного керування при практичній реалізації режиму 2 застосовуються табличні значення. Знаходять своє застосування в цих розрахунках і нейронні мережі.

Таблиця містить співвідношення між основними параметрами АІН в режимі перемодуляції для методів модуляції СИНШІМ та ВШІМ. Перші колонки для кожного з методів відображають значення m , U_{1m} та M на межі лінійного режиму і режиму 1 перемодуляції, другі колонки – ті ж значення на межі між режимами 1 і 2 перемодуляції, а третя колонка – ці значення на верхній межі режиму 2 перемодуляції, тобто в режимі шестикутника при миттєвому "крокуванні" просторового вектора.

З таблиці видно, що метод ВШІМ забезпечує значно ефективніше керування АІН в режимі перемодуляції в порівнянні з методом СИНШІМ.

На рис. 7 показано діаграми вихідних фазних напруг на навантаженні інвертора при різних кое-

фіцієнтах модуляції, що відповідають режиму 2 перемодуляції. У зв'язку з тим, що наведені в таблиці параметри значною мірою залежать від методу підмодуляції, визначимо залежності амплітуд перших гармонік вихідної напруги інвертора в режимі перемодуляції від коефіцієнта модуляції.

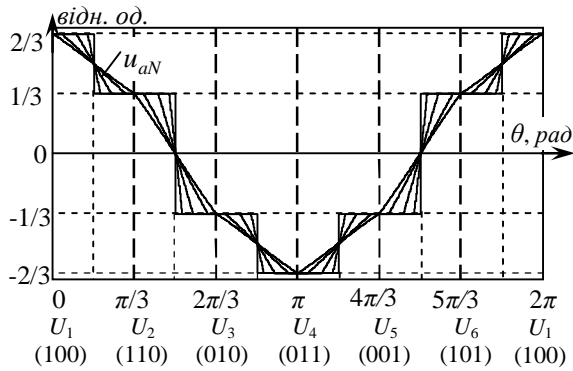


Рис. 7

З графіків можна зробити висновок, що швидкість зростання значення першої гармонічної в залежності від збільшення m для різних підмодулюючих функцій суттєво відрізняється.

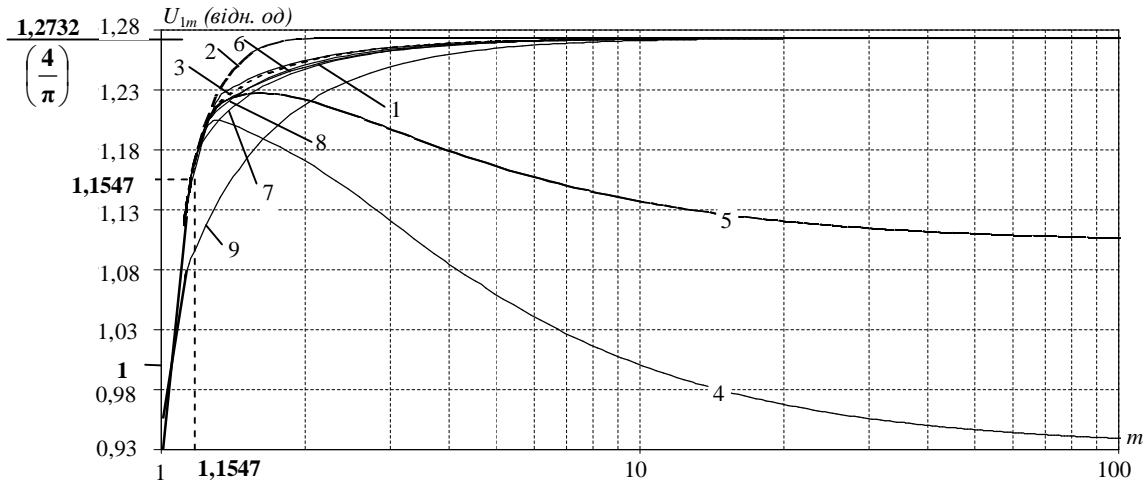


Рис. 8

Найшвидше зростає відносне значення U_{1m} при використанні ПШМ1, а при використанні методів ПШМ3, ПШММАКС і ПШММІН значення першої гармонічної вихідної напруги дещо збільшується, після чого починає стрімко зменшуватися. Цю обставину можна пояснити специфікою в побудові згаданих функцій, а саме тим, що вони при деяких значеннях m починають відхилятися від прямокутної форми, що не дозволяє їм наблизити режим роботи АІН до режиму шестикутника. Графіки інших залежностей проходять близько один від одного, за винятком графіка СИНШМ, що проходить значно нижче, тобто при застосуванні СИНШМ значення $4/\pi$ по відношенню до $U_{dc}/2$ досягається при значно більших m , ніж для інших функцій. Цю обставину можна помітити також, порівнюючи діаграми для СИНШМ і ВШМ на рис. 1.

На рис. 9 показано залежність коефіцієнтів гармонік вихідної напруги від коефіцієнта модуляції в режимі перемодуляції для різних модуляційних функцій. Для СИНШМ графік побудовано за виразом (13), а для ВШМ – за (24), (25). Позначення модуляційних функцій на рис. 9 ідентичні позначенням на рис. 8. Графіки для більшості підмодулюючих функцій (рис. 9) проходять близько один від одного, за винятком графіків уже згаданих функцій ПШМ3, ПШММАКС і ПШММІН.

Ці графіки показують стрімке зростання THD для згаданих функцій, що підтверджує їхню безперспективність для використання в режимі перемодуляції. Графік функції ПШМ1 досягає значення $THD \approx 31\%$ значно раніше, ніж графіки інших функцій, за рахунок того, що ця підмодуляція дозволяє досягти максимального значення $U_{1m} = 4/\pi$ значно раніше від інших функцій.

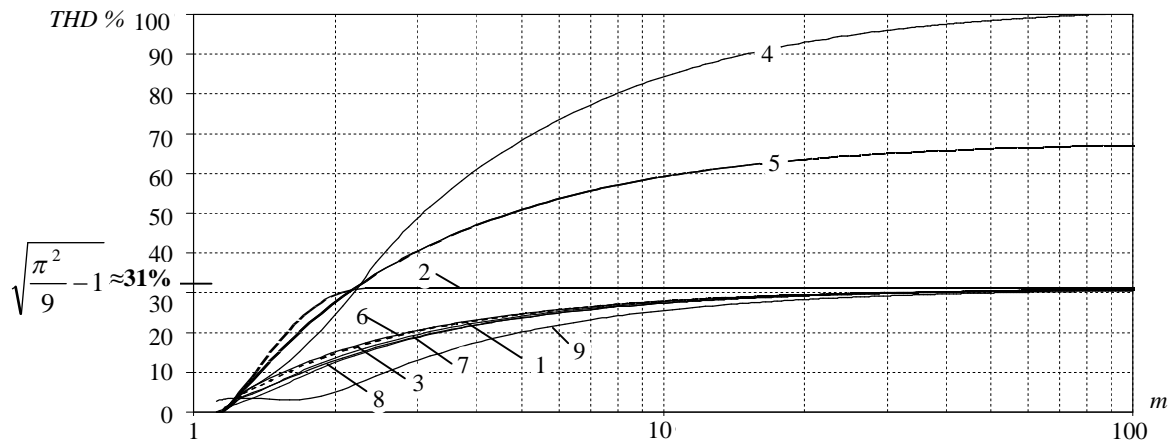
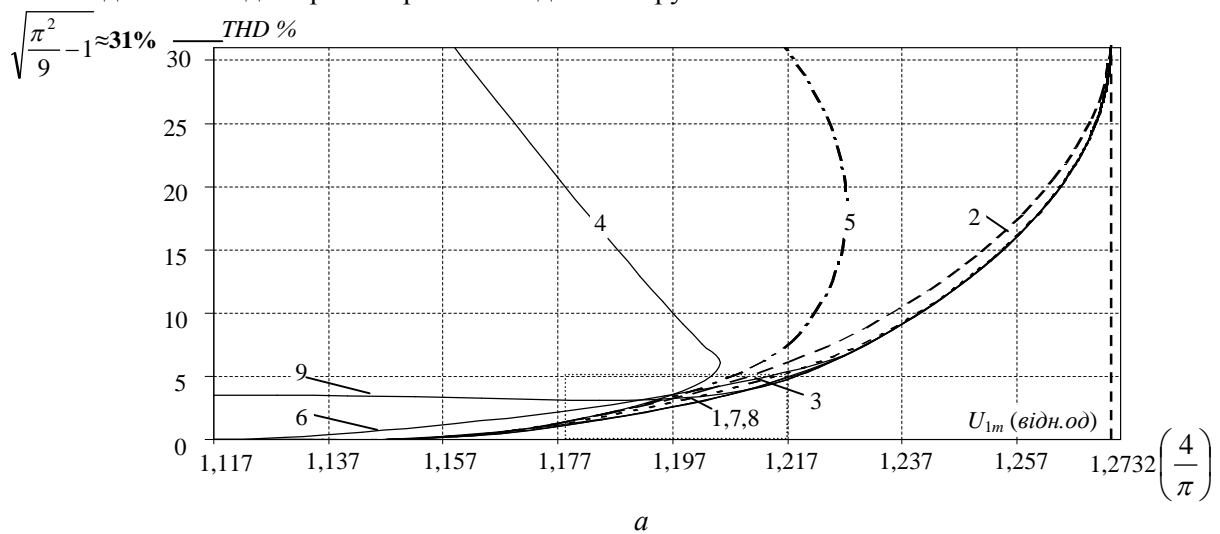
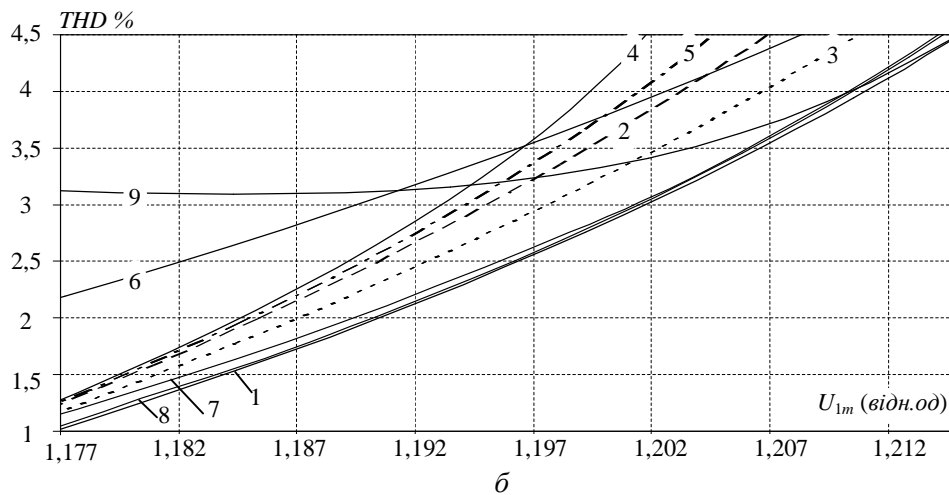


Рис. 9

На рис. 10 показано відповідність між THD та амплітудами перших гармонік вихідної напруги в режимі перемодуляції для різних методів підмодуляції з метою визначення перспективності цих методів для використання в режимах перемодуляції. Цифрові позначення модуляційних функцій на рис.10 повторюють позначення на рис. 8 і 9. Діаграма на рис. 10, б є збільшеним фрагментом діаграми на рис. 10, а. Графіки на рис. 10 підтверджують недоцільність застосування підмодулюючих функцій ПШІМ3, ПШІММАКС і ПШІММІН у режимі перемодуляції. В цьому режимі доцільно використовувати підмодулюючі функції ВШІМ та неперервну модуляційну функцію з відносною амплітудою $1/6$ по відношенню до першої гармоніки заданої напруги.



а



б

Рис. 10

На рис. 11 показано графіки, які відображають залежності вихідних параметрів АІН від сигналів завдання у всьому діапазоні регулювання вихідної напруги, включаючи режим перемодуляції.

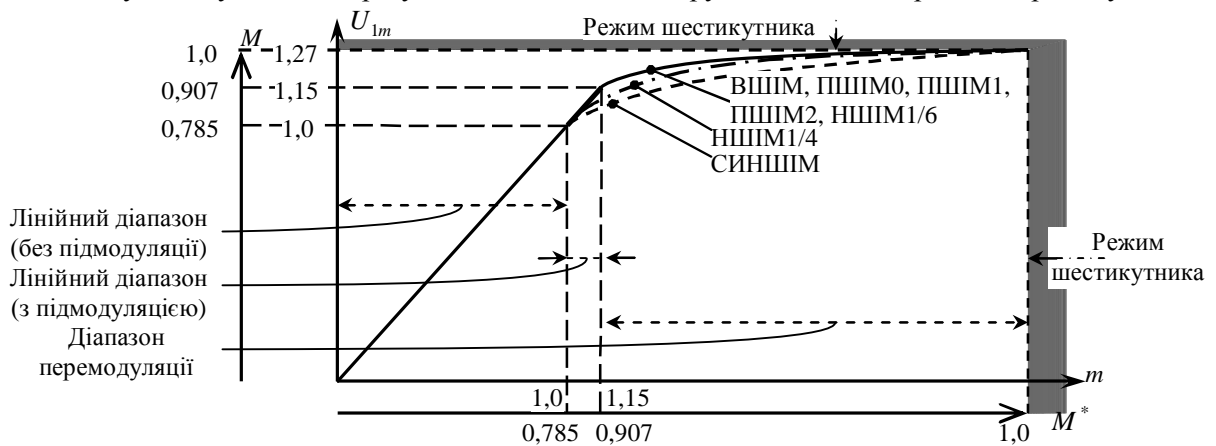


Рис. 11

По осі абсцис умовно показано значення коефіцієнта модуляції m та індекса M^* , які в даному випадку відображають співвідношення між сигналами завдання в системі керування інвертора, а по осі ординат – значення U_{lm} та індекса M , які відображають співвідношення між сигналами на виході АІН. Тобто, на рис. 11 зображено умовну передаточну характеристику між заданими і отриманими значеннями параметрів АІН для різних методів підмодуляції. Графіки функцій ВШІМ, ПШІМ0, ПШІМ1, ПШІМ2 та графік НШІМ1/6 розташовані дуже близько один від одного у всьому діапазоні режиму перемодуляції, графіки функцій ПШІМ3, ПШІММАКС та ПШІММІН не показано на рис. 11 у зв'язку з тим, що ці функції недоцільно використовувати в режимі перемодуляції, як було показано вище. Для графіка СИНШІМ діапазон перемодуляції починається зі значення $m=1$, а для графіка НШІМ1/4 – зі значення $m \approx 1,12$, з чого робимо висновок про непридатність цих модуляційних функцій для реалізації режиму перемодуляції.

Висновки. Застосування для керування АІН в режимі перемодуляції сучасних модуляційних стратегій дозволяє не тільки максимально збільшити коефіцієнт передачі при формуванні вихідної напруги, але й підвищити якість цієї напруги у всьому діапазоні її регулювання. Найбільш придатним для використання в режимі перемодуляції є метод векторної широтно-імпульсної модуляції.

Не дивлячись на це, важливо зауважити, що при комплексній розробці електротехнічної системи, коли, наприклад, асинхронний двигун не вибирається з ряду стандартних, а розраховується і виготовляється спеціально для конкретного електроприводу змінного струму, видається доцільним при живленні АІН від промислової мережі (з урахуванням дослідження режиму перемодуляції) проектувати статор двигуна на менше від стандартного значення напруги (приблизно на 10 відсотків), що дозволить при регулюванні вихідної напруги інвертора не виходити за рамки лінійного діапазону ($0 \leq m \leq 2/\sqrt{3}$) і, тим самим, забезпечувати значно вищу якість напруг і струмів двигуна, ніж в режимі перемодуляції.

1. Михальський В.М., Соколов В.М., Чотик В.В., Шаповал І.А. Керування автономними інверторами напруги із забезпеченням максимального коефіцієнта модуляції при неспотворюючому формуванні вихідної напруги засобами модифікованої ШІМ // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 1. – С. 49–59.

2. Михальський В.М., Соколов В.М., Чотик В.В., Шаповал І.А. Визначення гармонічного складу та показників якості вихідної напруги АІН при застосуванні для широтно-імпульсної модуляції перервних модуляційних функцій // Технічна електродинаміка. – 2010. – № 2. – С. 41–51.

3. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. – Екатеринбург: УрО РАН, 2000. – 654 с.

4. Hava A.M., Kerkman R.J., Lipo T.A. Carrier Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design // IEEE Trans. on Power Electronics. – July 1998. – Vol.13. – P. 674–689.

5. Holmes D.G., Lipo T.A. Pulse Width Modulation for Power Converters - Principle and Practice. – New York, USA: IEEE Series on Power Engineering, IEEE Press/Wiley InterScience, 2003. – 744 p.

6. Holtz J., Lotzkat W., Khambadkone A. On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode // Proc. of the IEEE IECON'92. – 1992. – P. 307–312.

Надійшла 11.02.2010

УДК 621.315.2.027.8

В. М. Золотарев, канд. техн. наук (ЗАО "Завод "Южкабель", Харьков), **А. А. Щерба**, член-корр. НАН Украины, **А. Д. Подольцев**, докт. техн. наук (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ ДВИЖЕНИЯ СВЕРХВЫСОКОВОЛЬТНОГО КАБЕЛЯ В НАКЛОННОЙ ЭКСТРУЗИОННОЙ ЛИНИИ

Выполнено моделирование на основе пакета Matlab/Simulink/SimPowerSystems электромеханической системы, состоящей из трех электроприводов на основе асинхронных двигателей, регулирующих движение сверхвысоковольтного кабеля в наклонной экструзионной линии. Проведено согласование электромеханических параметров двух приводов системы и выполнена оценка допустимого провала напряжения питающей сети при предельной массе движущегося кабеля.

Виконано моделювання на основі пакета Matlab/Simulink/SimPowerSystems електромеханічної системи, яка складається з трьох електроприводів на основі асинхронних двигунів, що регулюють рух надвисоковольтного кабелю у похилій екструзійній лінії. Проведено узгодження електромеханічних параметрів двох приводів системи та зроблено оцінку припустимого провалу напруги мережі живлення при граничній масі кабелю, що рухається.

Введение. Современный этап развития электромеханических систем характеризуется переходом к регулируемым электроприводам переменного тока на основе асинхронных двигателей с частотным управлением, которые имеют высокие динамические и энергетические показатели. В то же время при использовании в одной системе двух и более регулируемых приводов существенно усложняется решение проблемы согласования совокупности их электрических и механических параметров. При выборе оптимальной структуры блока управления всей системы возникает необходимость моделирования сложных электродинамических процессов, что в настоящее время наиболее целесообразно осуществлять с использованием пакета Matlab/Simulink/SimPowerSystems. Такой подход позволяет исследовать законы частотного регулирования и определять наиболее целесообразные режимы системы в отношении ее устойчивости, быстродействия и других показателей [6,9].

При эксплуатации системы приводов возникает также задача исследования стабильности их работы при изменении параметров питающей сети, что особенно актуально при возникновении максимальных механических нагрузок приводов и их питания от системы электроснабжения с ограниченной установленной мощностью обслуживаемой подстанции. Применение методов компьютерного моделирования для решения задач такого типа позволяет значительно сокращать материальные затраты и сроки проектирования таких систем.

В данной работе производится оценка стабильности работы электромеханической системы с векторным управлением частотно-регулируемых приводов при возникновении кратковременных изменений напряжения питающей сети. Известно [9,10], что достоинствами векторного управления являются высокая точность отработки заданной скоростной диаграммы, сохранение необходимой величины момента при малых частотах вращения, плавность работы двигателя и быстрая реакция на скачки нагрузки вследствие высокой динамики регулирования. В то же время вопросы количественного анализа стабильности работы и точности отработки заданных параметров – скорости движения и момента на валу двигателя – в настоящее время исследованы недостаточно.

Цель данной работы заключается в том, чтобы на основе современных методов компьютерного моделирования с использованием пакета программ Matlab/Simulink/SimPowerSystems исследовать динамические и электромагнитные процессы электромеханической системы, состоящей из трех частотно-регулируемых электроприводов на базе асинхронных двигателей, которые управляют движе-

нием сверхвысоковольтного кабеля в наклонной экструзионной линии при появлении кратковременных провалов напряжения питающей трехфазной сети. Исследование проводится для согласования электромеханических параметров двух приводов системы и выполнения оценки допустимого провала напряжения питающей сети при предельной массе движущегося кабеля.

Излагаемый материал основан на результатах компьютерного моделирования электромеханической системы, включающей два асинхронных двигателя с векторным управлением, с использованием научных положений, представленных в работах [11–13]. При синтезе виртуальной модели использованы инструментальные средства пакета программ компьютерного моделирования Matlab/Simulink, который содержит специальные блоки и демонстрационные примеры, касающиеся непосредственно элементов и систем автоматизированного электропривода. Принципы построения и исследования отдельных блоков виртуальных моделей изложены в работах [2,3,5], а систем управления электроприводами – в монографии [4].

Описание наклонной линии. Наклонная экструзионная линия выполняется в виде металлической вулканизационной трубы, внутри которой происходит экструзионное нанесение и вулканизация (сшивание) слоя полиэтиленовой изоляции и двух полимерных полупроводящих слоев на токопроводящую жилу кабелей высокого и сверхвысокого напряжения. В такой линии изготавливают изоляцию алюминиевых и медных жил силовых кабелей сечением 35–2000 мм² на напряжение 10–330 кВ. Жила состоит из многих скрученных и уплотненных проводников, которые могут быть разделены на 5–7 отдельно уплотненных и изолированных секторов. На жилу наносится полимерный полупроводящий слой толщиной 0,4–3 мм, на который наносится изоляционный слой из высококачественного полиэтилена толщиной до 28 мм и еще один слой из полупроводящего полиэтилена толщиной 0,4–3,5 мм. Все три слоя наносятся одновременно методом экструзии с помощью тройной экструзионной головки и вулканизируются в вулканизационной трубе непрерывной вулканизации при температуре 450° С в среде сжатого до 16 атм. азота в газообразном состоянии.

Токопроводящая жила кабеля с нанесенными на нее полиэтиленовой изоляцией и полупроводящими экранирующими слоями должна перемещаться со скоростью 0,3–50 м/мин внутри вулканизационной трубы длиной 172 м. Движение осуществляется в результате создания усилий до $4,5 \cdot 10^4$ Н электроприводом № 1.

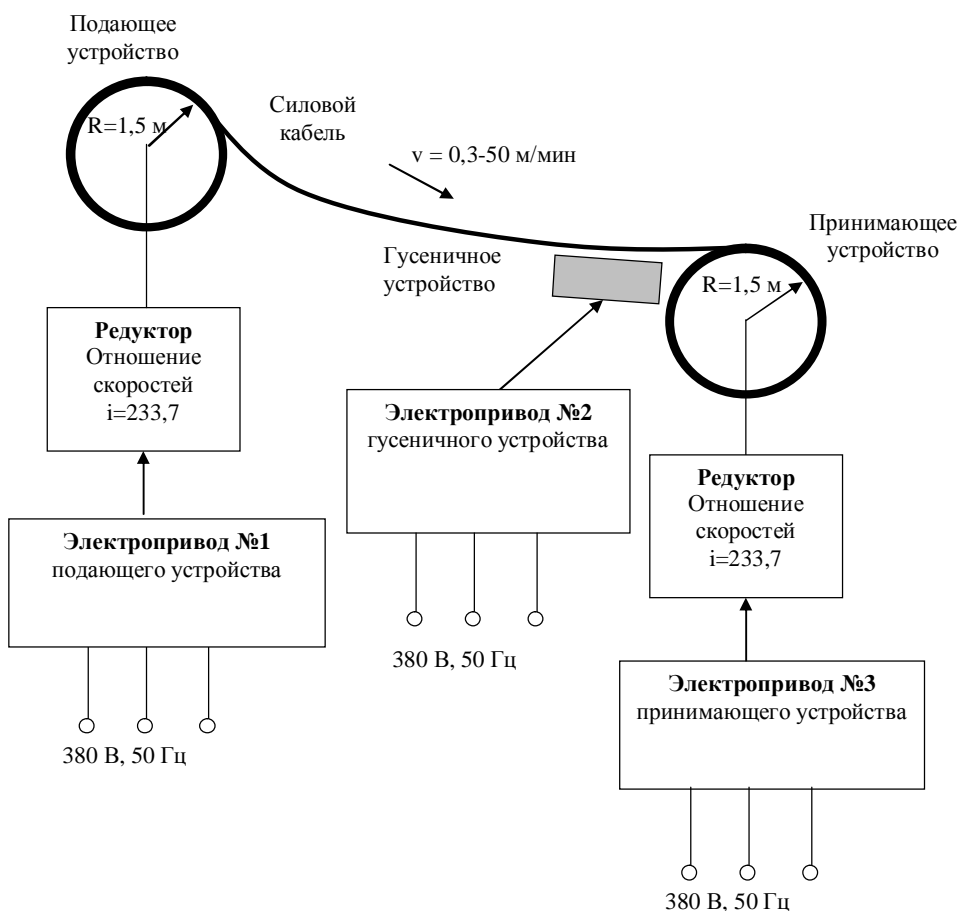


Рис.1.

Принцип работы линии, схема которой показана на рис. 1, заключается в следующем. Токопроводящая жила, намотанная на барабане подающего устройства, с помощью электропривода № 1 пропускается через тройную экструзионную головку, в которую подаются одновременно расплавы полиэтиленовой изоляции и полупроводящего полимера. Головка имеет три экструдера разной производительности: один (наибольшей производительности) – для нанесения слоя полиэтиленовой изоляции, и два – для формирования полупроводящих полимерных слоев.

Для того чтобы жидкий слой расплавленного полиэтилена меньше смещался отно-

нительно оси жилы, дополнительно применяется устройство ее подкручивания. Оно подкручивает жилу в направлении скрутки ее проволоки приблизительно с шагом, равным одному обороту жилы вокруг ее оси на 30 погонных метров ее длины. Это дает возможность получать цилиндрическое изделие с коркой затвердевшего полиэтилена на его поверхности и избегать смещения полимерных полупроводящих и изоляционных слоев относительно оси токопроводящей жилы, то есть избегать эксцентриситета полимерных слоев. Возможность реализации такой технологии обеспечивается специальной конфигурацией наклонной вулканизационной трубы. Начальная часть трубы, в которой полимерные слои на жиле еще достаточно жидкие, является практически вертикальной. Затем труба изгибается и в конечной своей части, в которой полимерные слои на жиле уже достаточно затвердели, становится почти горизонтальной. Изгиб и сечение трубы выбираются из условий недопустимости касания ее внутренней поверхности полимерными слоями токопроводящей жилы при всех изменениях ее сечения, массы, толщины полимерных слоев и скорости линейного перемещения.

Токопроводящую жилу с нанесенными на нее полимерными слоями, которая должна перемещаться в центральной части вулканизационной трубы, можно рассматривать как тяжелую материальную нить. Угол α между осью абсцисс и линией, соединяющей начало координат и точку с координатами (x, y) , как известно из механики, можно определить из выражения $tg\alpha = gx/H$, где g – вес тяжелой материальной нити на единицу длины и H – натяжение в самой низкой точке.

Поскольку при изготовлении изолированных жил кабеля разных сечений и на разные напряжения величина g изменяется, то будет изменяться и профиль провисания нити: $y = x^2/c$, где $c = H/g$ – постоянная провисания.

Из приведенных уравнений видно, что сохранить профиль провисания нити можно, если постоянная провисания c будет неизменной. Такое сохранение профиля возможно реализовать за счет регулирования силы натяжения H и соответственно регулирования момента на валу двигателя привода № 2 (рис. 1), приводящего в движение гусеничное тяговое устройство при постоянной технологической скорости V движения жилы в вулканизационной трубе. Неизменность скорости движения жилы обеспечивается регулированием момента тягового электродвигателя. Указанные соотношения положены в основу системы управления движением токопроводящей жилы внутри вулканизационной трубы, изгиб которой определяется из уравнений провисания жилы как материальной тяжелой нити.

Постановка задачи и разработка Simulink-модели электромеханической системы. Исследуется электромеханическая система, показанная на рис. 1 и содержащая три электропривода, выполненные на основе асинхронных двигателей с векторным управлением. Приводы № 1 и № 3 приводят в движение барабаны подающего и принимающего устройств и обеспечивают движение кабеля с постоянной скоростью V , задаваемой технологическими условиями. Привод №2 приводит в движение гусеничное тяговое устройство и обеспечивает требуемое натяжение кабеля H при его движении внутри вулканизационной трубы. Все приводы построены по принципу прямого управления моментом и потоком асинхронного двигателя (метод DTC), описанному в работах [1,8,16].

В работе для исследования электромагнитных процессов в указанной системе была разработана математическая модель с использованием пакета прикладных программ Matlab/Simulink. Эта Simulink-модель системы с двумя электроприводами с векторным управлением показана на рис. 2.

В данной модели действие двух приводов №1 и №3, обеспечивающих заданную скорость перемещения кабеля, заменено эквивалентным действием одного привода, поэтому при моделировании рассматривается система, состоящая из двух приводов. В модели имеется привод принимающего устройства, обеспечивающий заданную скорость вращения вала асинхронного двигателя, и, следовательно, заданную скорость протяжки кабеля. Также содержится привод гусеничного устройства № 2, создающий заданный момент на валу двигателя, а, следовательно, и заданную силу натяжения кабеля. Оба привода подключены к трехфазному источнику питания. Для моделирования режима кратковременного провала напряжения сети к этому источнику кратковременно с помощью ключа подключается дополнительная активная трехфазная нагрузка. Для визуализации результатов расчета используются блоки виртуальных осциллографов Display пакета Simulink, входы которых подключаются к соответствующим линиям связи.

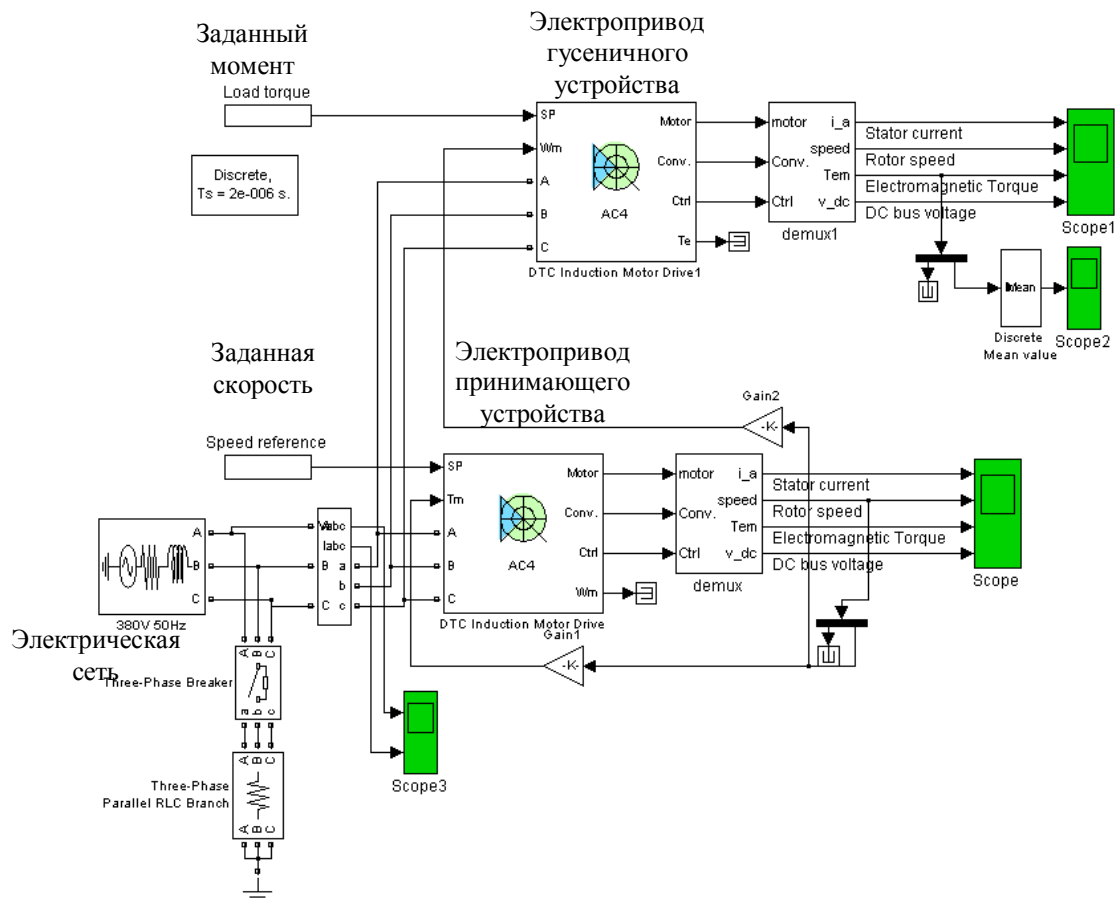


Рис. 2

Каждый из двух блоков привода моделирует работу электрического привода на основе асинхронного двигателя с векторным управлением. Simulink-модель электрического привода, принимающего устройства, показана на рис. 3.

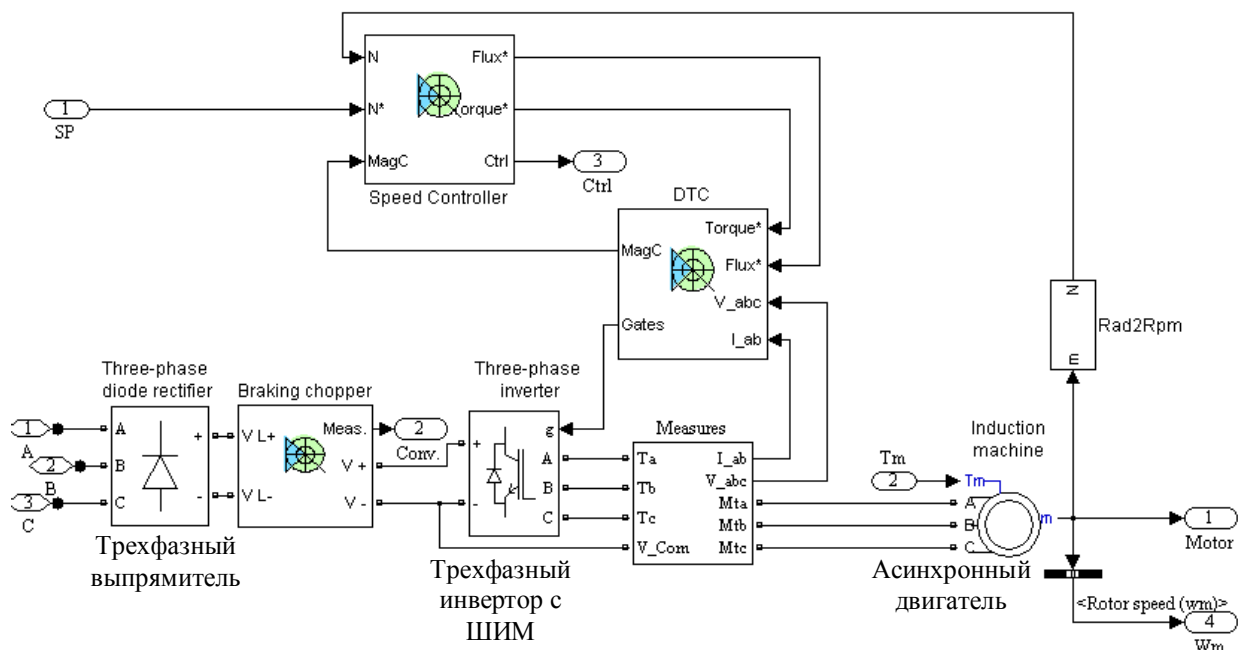


Рис. 3

Эта модель содержит неуправляемый трехфазный выпрямитель, трехфазный инвертор с широтно-импульсной модуляцией тока (ШИМ), асинхронный двигатель, контроллер скорости и блок управления инвертора. Для исключения перенапряжения на выходе выпрямителя при работе двигателя в режиме генерации электрической энергии между выпрямителем и инвертором расположен специальный блок – "чоппер", обеспечивающий подключение резистора, шунтирующего накопительную емкость при превышении напряжения на ней заданного значения. Блок-схема привода, реализованного по методу ДТС, приведена в [7,17].

Используемая в работе математическая модель асинхронной машины состояла из электрической части, представленной моделью пространства состояний четвертого порядка, и модели механической части в виде системы второго порядка. Все электрические переменные и параметры машины приводились к статору.

Исходные уравнения электрической части машины записаны для двухфазной системы координат (оси d - q) и имеют вид:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - \omega \varphi_{ds}; \quad V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega \varphi_{qs};$$

$$V'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \varphi'_{dr}; \quad V'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi'_{dr} - (\omega - \omega_r) \varphi'_{qr}; \quad T_e = 1,5(\varphi_{ds} i_{ds} - \varphi_{qs} i_{ds}),$$

$$\text{где } \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}; \quad \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr}; \quad \varphi'_{qr} = L'_r i'_{qr} + L_m i_{qs}; \quad \varphi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m i_{ds};$$

$$L_s = L_{ls} + L_m; \quad L'_r = L'_{lr} + L_m.$$

Механическая часть машины описывалась двумя уравнениями

$$d\omega/dt = (T_e - F\omega - T_m)/J, \quad d\theta/dt = \omega.$$

В уравнениях использованы следующие обозначения: R_s , L_{ls} и R'_r , L'_{lr} – сопротивления и индуктивности рассеяния статора и ротора; L_m – индуктивность цепи намагничивания; L_s , L'_r – полные индуктивности статора и ротора; V_{qs} , i_{qs} и V'_{qr} , i'_{qr} – проекции напряжений и токов статора и ротора на ось q ; V_{ds} , i_{ds} и V'_{dr} , i'_{dr} – проекции напряжений и токов статора и ротора на ось d ; φ_{ds} , φ_{qs} и φ'_{dr} , φ'_{qr} – проекции потокоцеплений статора и ротора на оси d и q ; ω – угловая скорость ротора; θ – угловое положение ротора; J – момент инерции ротора; T_e – электромагнитный момент двигателя; T_m – статический момент нагрузки; F – коэффициент трения.

Эта математическая модель положена в основу разработанной в пакете Simulink и использованной в данной работе виртуальной модели асинхронной машины. В окно задания параметров этой виртуальной модели заносился ряд параметров, которые вычислялись по паспортным данным машины на основе методики, описанной в работе [5]. При этом в приводе принимающего устройства использовался асинхронный двигатель RA160MA4 (11 кВт, 1460 об/мин), а в приводе гусеничного шасси – RA132S2 (5,5 кВт, 1455 об/мин). Управляюще-информационный канал электропривода также реализован с помощью блоков пакета Simulink.

Анализ результатов моделирования. На рис. 4 и 5 показаны временные диаграммы основных характеристик двух приводов за исследуемый промежуток времени – 2 с, соответствующий режиму пуска, а именно: зависящие от времени ток статорной обмотки двигателя, частота вращения ротора, электромагнитный момент на валу двигателя и опорное напряжение на входе инвертора для случая стабильных параметров питающей сети или сети с бесконечно большой мощностью.

Из рисунков видно следующее.

– Ток в статоре обоих двигателей в процессе пуска изменяется по амплитуде и частоте, причем, на начальном участке частота низкая и постепенно нарастает по мере разгона двигателя. Именно такой режим пуска характеризуется малыми затратами энергии.

– Двигатель принимающего привода монотонно разгоняется до заданной частоты вращения – 1200 об/мин за время, равное 1,35 с, и затем с высокой точностью обрабатывает эту заданную частоту вращения на последующем временном интервале (рис. 4).

– Привод гусеничного устройства на всем временном интервале с высокой точностью обрабатывает заданную величину электромагнитного момента (10 Н·м) (рис. 5). Такое регулирование электромагнитного момента привода гусеничного устройства обеспечивает необходимое натяжение кабеля в вулканизационной трубе.

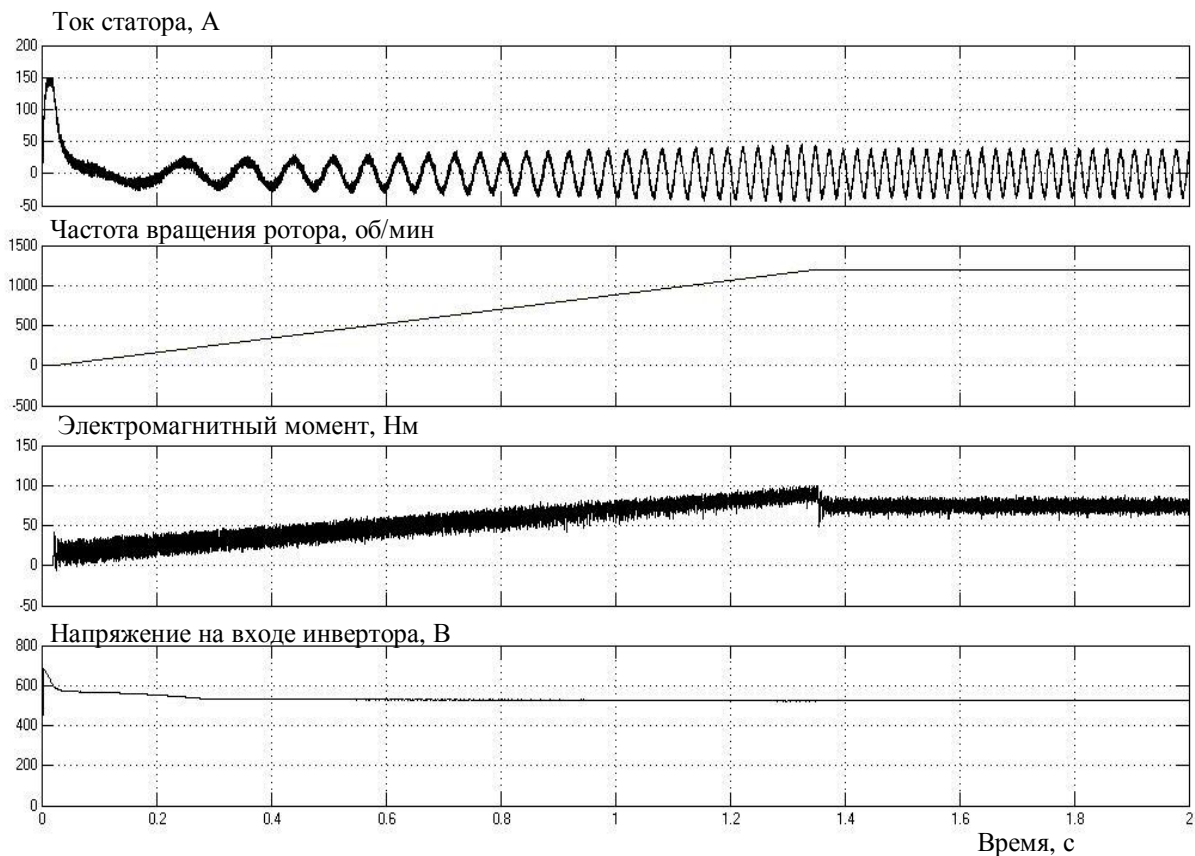


Рис. 4

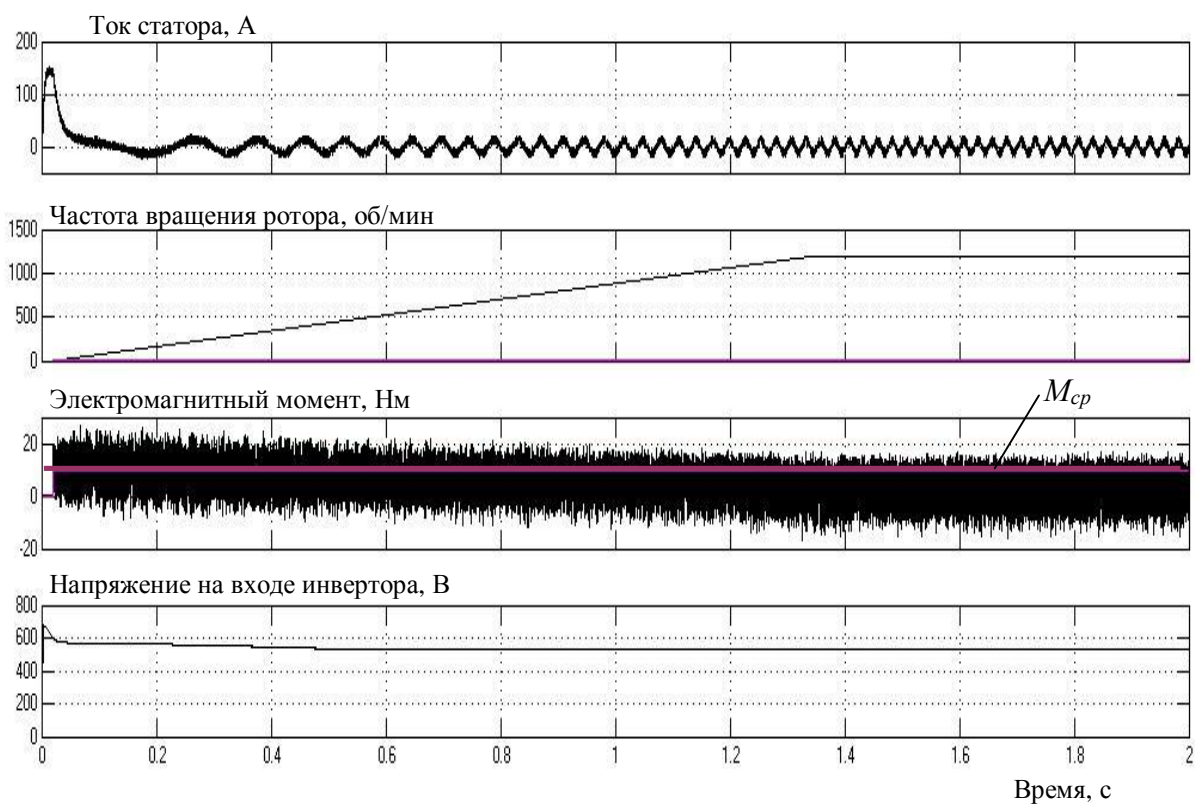


Рис. 5

На следующем этапе выполнялось моделирование динамических процессов в приводах при кратковременном (0,2 с) провале напряжения сети от амплитудного значения u_0 до значения $u_0 - \Delta u$,

причем $\Delta u / u_0 = 0,54$. Результаты расчета этих процессов для привода принимающего устройства показаны на рис. 6.

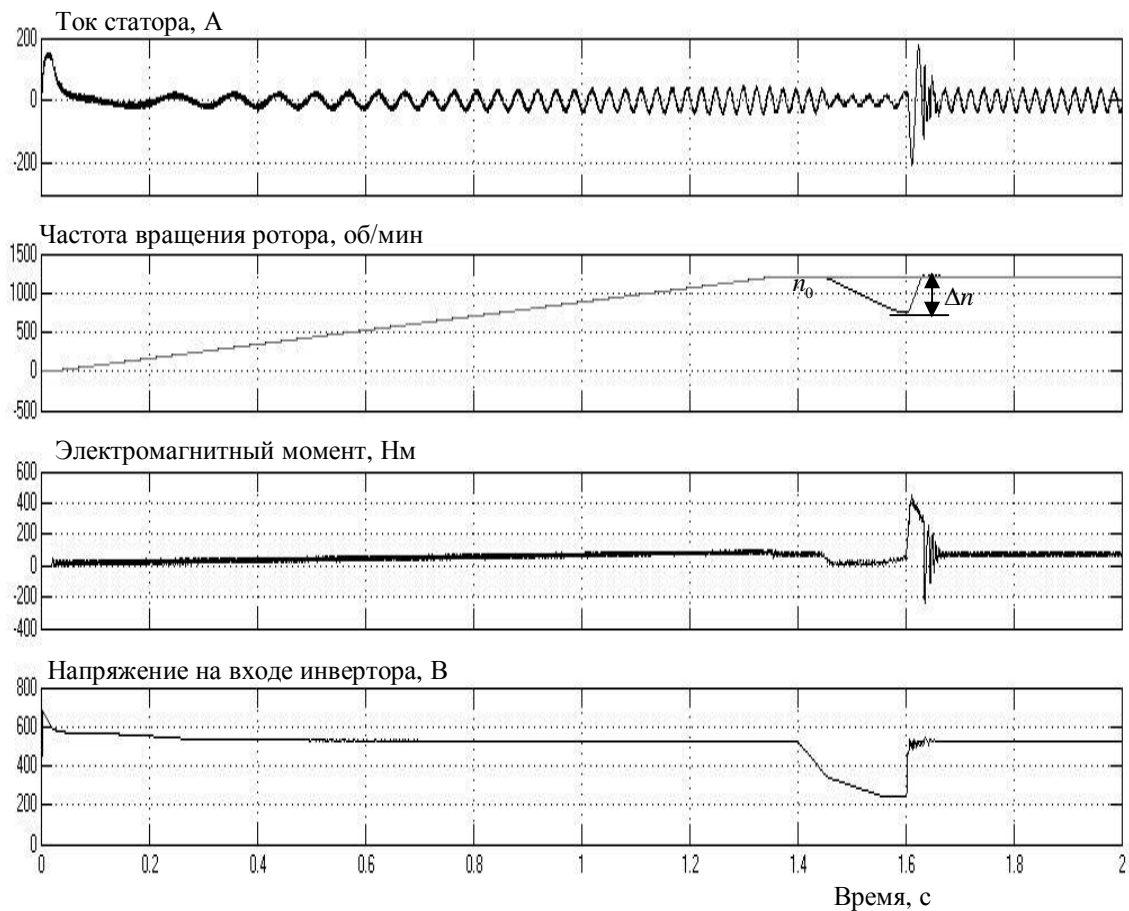


Рис. 6.

Из рис. 6 видно, что на участке провала напряжения (промежуток времени 1,4–1,6 с) уменьшаются напряжение на входе инвертора и величина тока в статорной обмотке двигателя, однако при этом система векторного управления обеспечивает увеличение электромагнитного момента с тем, чтобы отработать заданную частоту вращения. Видно, что при таком провале напряжения электро-механическая система, несмотря на повышение момента, не в состоянии отработать заданную частоту вращения ротора, которая уменьшается в конце этого промежутка времени на величину $\Delta n \approx 430$ об/мин. Для получения количественной зависимости относительного уменьшения скорости ротора $\Delta n / n_0$ от относительного уменьшения напряжения сети $\Delta u / u_0$ в работе выполнялся расчет при раз-

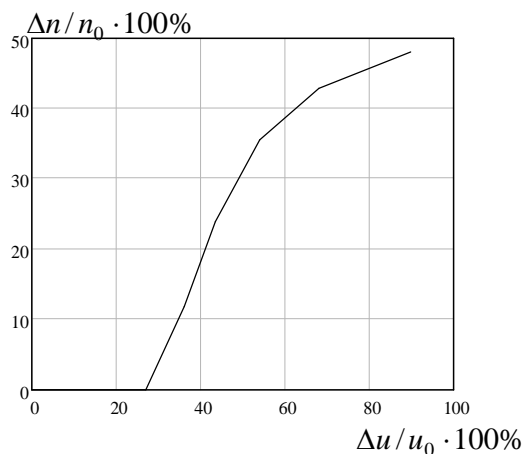


Рис. 7

личных значениях дополнительно подключаемой к сети нагрузки (блок внизу схемы на рис. 2). Результаты расчетов такой зависимости показаны на рис. 7.

Как видно из этого рисунка, существует пороговое значение величины провала напряжения $\Delta u / u_0 \cdot 100\% = 27\%$, ниже которого привод обеспечивает стабилизацию заданной скорости с высокой точностью. При превышении этой величины наблюдается рост относительной скорости ротора $\Delta n / n_0$, то есть привод не обеспечивает стабилизацию заданной скорости. Полученные данные по пороговому значению провала напряжения позволяют сформулировать требования к параметрам систем элект-

троснабжения с учетом возможного подключения к ним дополнительных силовых нагрузок.

Выводы. 1. Разработана Simulink-модель для исследования динамических процессов в электромеханической системе, используемой в технологической линии для экструзионного нанесения полиэтиленовой изоляции и полупроводящих полимерных слоев на токопроводящую жилу сверхвысоковольтных кабелей. Исследуемая система включает электрические приводы на основе частотно-управляемых асинхронных двигателей и их нагрузку – перемещающуюся с необходимой скоростью и натяжением токопроводящую жилу, наклонное провисание которой может рассматриваться как наклонное провисание тяжелой материальной нити. Компьютерное моделирование выполнено с использованием пакета прикладных программ Matlab/Simulink/ SimPowerSystems.

2. Проведено согласование электрических и механических параметров системы и выполнен анализ возникающих в ней динамических процессов. Показано, что изменение конфигурации и скорости движения провисающей токопроводящей жилы с нанесенными на нее полимерными слоями зависит от удельной массы жилы на единицу длины, ее натяжения в самой низкой точке и момента тягового электродвигателя. Определено, что при критической массе токопроводящей жилы электромеханическая система позволяет стабилизировать скорость перемещения жилы с необходимой точностью при кратковременных провалах питающего напряжения не более чем 27 % от его амплитудного значения. Это является одним из основных требований к параметрам систем электроснабжения с учетом возможного подключения к ним дополнительных силовых нагрузок.

1. *Браславский И.Я., Ишиматов З.Ш., Барац Е.И.* Адаптивная система прямого управления моментом асинхронного двигателя // *Электротехника*. – 2001. – № 11. – С. 35–39.
2. *Герман-Галкин С.Г.* Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0 / Учебное пособие. – СПб.: КОРОНА принт, 2001.–320 с.
3. *Герман-Галкин С.Г.* Силовая электроника / Лабораторные работы на ПК. – С.-Пб.: КОРОНА принт, 2002. – 304 с.
4. *Герман-Галкин С.Г.* Matlab/Simulink. Проектирование мехатронных систем на ПК. – С.-Пб.: КОРОНА-Век, 2008. – 368 с.
5. *Герман-Галкин С.Г., Кардонов Г.А.* Электрические машины / Лабораторные работы на ПК. – С.-Пб.: КОРОНА принт, 2003. – 256 с.
6. *Козярук А.Е., Рудаков В.В.* Современное состояние и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. – С.-Пб.: СПЭК, 2004. – 64 с.
7. *Описание приложения SimPowerSystems.* - www.mathworks.com.
8. *Пересада С.М.* Нелинейное и адаптивное управление в электромеханических системах с векторно-управляемыми электродвигателями: Дисс. докт.техн.наук / НАН Украины, Ин-т электродинамики. – Киев, 2007. – Т.1. – 472 с.
9. *Пивняк Г.Г., Волков А.В.* Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с частотно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 468 с.
10. *Усольцев А.А.* Векторное управление асинхронными двигателями / Учебное пособие по дисциплинам электромеханического цикла. С.-Пб. гос. ин-т точной механики и оптики (техн. ун-т), 2002. – 43с.
11. *Чермалых В.М., Чермалых А.В., Майданский И.Я.* Исследование динамики и энергетических показателей асинхронного электропривода с векторным управлением методом виртуального моделирования // *Вісник Нац. техн. ун-ту "ХПІ"*. – 2008. – №30. – С. 41–45.
12. *Шрейнер Р.Т., Дмитренко Ю.А.* Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами. – Кишинев: Штиинца, 1982. – 224.
13. *Эпштейн И.И.* Автоматизированный электропривод переменного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1982. – 192 с.
14. *Bose B.K.* Power Electronics and Motor Drives. – Elsevier, 2006. – 917 p.
15. *Krause P.C., Wasynczuk O., Scott D.S.* Analysis of Electric Machinery and Drive Systems. – Wiley-Interscience, 2002. – 632 p.
16. *Nash J.N.* Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder // *IEEE Trans. Industry Applications*. – 1997. – V.33. – № 2. – Pp. 333–341.
17. *Trzynadlowski A.* Control of Induction Motors. – Academic Press, 2001. – 225 p.

Надійшла 12.01.2010

О. В. Виговський, канд. техн. наук (Ін-т проблем безпеки атомних електростанцій НАН України, Київ)

ОЦІНКА ВПЛИВУ ДЕФЕКТІВ В ОБМОТЦІ ТА ОСЕРДІ СТАТОРА ПОТУЖНОГО ТУРБОГЕНЕРАТОРА НА МАКСИМАЛЬНІ ТЕМПЕРАТУРИ ТА ПОКАЗАННЯ ШТАТНОЇ СИСТЕМИ ТЕПЛОВОГО КОНТРОЛЮ

Наведено математичну модель та результати розрахунку температурного поля та показань штатних датчиків в осерді та обмотці статора турбогенератора потужністю 1000 МВт за наявності термодфектів. Проаналізовано вплив термодфектів в осерді та обмотці статора на показання штатної системи термодконтролю.

Приведены математическая модель и результаты расчета температурного поля и показаний штатных датчиков в сердечнике и обмотке статора турбогенератора мощностью 1000 МВт при наличии термодфектов. Проанализировано влияние термодфектов в сердечнике и обмотке статора на показание штатной системы термодконтроля.

Турбогенератори типу ТВВ-1000-2У3 є найбільш ненадійними серед усіх турбогенераторів, що експлуатуються у складі енергоблоків АЕС України. Питома пошкоджуваність турбогенераторів типу ТВВ-1000-2У3 за п'ять років (2003–2007р.) склала 0,526 ушкодження на генераторо-рік експлуатації, що в 10,5 разів більше, ніж аналогічний показник турбогенераторів у чотирьохполюсному виконанні типу ТВВ-1000-4У3 (0,05), і в 3,5 більше, ніж у турбогенераторів потужністю 220 МВт енергоблоків № 1 і № 2 Рівненської АЕС типу ТВВ-220-2У3 (0,15). За цей час недовиробництво електроенергії через вимушені зупинки енергоблоків, причиною яких були відмови турбогенераторів ТВВ-1000-2У3, склала 3317,136 млн. кВт-годин [9].

Таким чином, втрати тільки через недовиробництво електроенергії внаслідок недостатньої надійності турбогенераторів типу ТВВ-1000-2У3 за останні п'ять років склали майже 93 млн. US\$ (при собівартості 1 кВт-години в 2,8 US¢). І це без урахування витрат на проведення ремонтних робіт, матеріалів і запасних частин.

Встановлення причин та передумов порушень у роботі турбогенераторів є основою для розробки організаційно-технічних профілактичних заходів по запобіганню подібних порушень. Перехід до організації ремонтів щодо технічного стану для турбогенераторів потребує широкого впровадження методів та засобів контролю і діагностики, які дозволяють об'єктивно оцінювати технічний стан турбогенераторів, планувати обсяги та терміни ремонтів за результатами цієї оцінки.

Хоча аварії, обумовлені локальними перегрівками, виникають відносно рідко, проте за своїми наслідками ці аварії є найбільш серйозними. Тому одним із важливих напрямків контролю і діагностики турбогенераторів ТЕС і АЕС є виявлення осередків місцевих перегрівів. В турбогенераторах типу ТВВ-1000-2У3 для технологічного контролю нагріву активних вузлів і елементів та охолоджуючих агентів як штатні датчики використовуються термометри опору. Варто завжди враховувати, що фактична температура міді обмоток і осердя статора турбогенератора в окремих зонах значно вище тієї, що фіксується при існуючих методах вимірів. Термометри опору закладаються в обмеженій кількості місць і не можуть безпосередньо контролювати температуру в найбільш нагрітих місцях, тим більше що розташування місцевих максимальних температур змінюється зі зміною режимів роботи генератора. Тому основним показником нагрівання обмотки статора при її безпосередньому охолодженні є температура вихідного дистилляту або газу. Проте їхня температура на виході із обмотки близька до середньої, а не до максимальної температури на шляху потоку. Таким чином, використання традиційних датчиків перегріву (термометрів опорів і ін.) неефективне для виявлення локальних перегрівів, тому що останні можуть виникати в найрізноманітніших зонах генератора. У сімдесятих роках і у США, і у Росії були спроби використовувати нові фізичні принципи для побудови системи діагностики локальних перегрівів. Розроблялися установки на основі іонізаційних камер, що одержали назви "Установка контролю перегрівів генераторів" (УКПГ) у Росії і Generator

Condition Monitor (GCM) у США [1]. У Росії в даний час пристрої виготовляються дрібними партіями. Іонізаційна камера для них була розроблена МІФІ і ВНДІЄ. Пристрої оснащені системою сигналізації про перевищення сигналом камери попереджувальної або аварійної уставки. Крім того камери оснащені пристроєм, що дозволяє перетворити вихідний сигнал камери до стандартної форми для використання в ЕОМ. Однак на більшості станцій сигналізація камери не використовується, а вивід сигналу на ЕОМ не здійснено на жодній із електростанцій [1].

Все викладене вище підтверджує доцільність та необхідність визначення місцевих максимальних температур активних вузлів і елементів турбогенераторів. Це також стосується інших електричних машин. Застосування вимірювальних датчиків для визначення місцевих максимальних температур активних вузлів і елементів потребувало б їхньої величезної кількості, що є технічно неможливим. Комплексне використання даних показань штатних вимірювальних датчиків та адекватних математичних моделей дає можливість з достатньою для практики точністю вирішувати проблему визначення місцевих максимальних температур активних вузлів і елементів турбогенераторів та інших електричних машин.

Для теорії і практики важливим є визначення впливу термодфектів в обмотці та осерді статора на показання термометрів опору та максимальні температури. Для вирішення такої проблеми автором поставлена і розв'язана нова польова задача спільного розрахунку тривимірного температурного поля для сектора повної довжини осердя і обмотки статора потужного турбогенератора з водяним охолодженням провідників стержнів типу ТВВ-1000-2У3. По відношенню до вирішених автором раніше задач [4,12,17] ця задача є новою, наразі розглядається **спільний** розрахунок тривимірного температурного поля для осердя і обмотки статора. Розрахункова схема обрана для двох повних зубцевих (пазових) ділень статора у вигляді сектора осердя статора та двох витків обмотки статора, верхній і нижній стержні яких знаходяться в одному пазі статора. Розрахункова схема показана на рис. 1.

З урахуванням припущень [3–5,11,12,14,15] опис температурного поля виконано за допомогою системи диференціальних рівнянь теплопровідності, рівнянь підігріву холодоагенту, початкових і граничних умов I–IV роду:

$$c(\theta, l)\rho(\theta, l)\frac{\partial\theta}{\partial t} = \operatorname{div}(\lambda(\theta, l) \cdot \operatorname{grad}\theta) + q_v(\theta, l); \quad \frac{c_{xi}(\theta_x, l)\rho_{xi}(\theta_x, l)}{\alpha_{xi}(\theta_x, l) \cdot b_i} \left[F_i \frac{\partial\theta_x}{\partial l} \right] + \theta_x = \theta \quad (1,2)$$

Рівняння теплопровідності у вузлах і елементах, що мають форму паралелепіпеда, у декартових координатах мають вигляд

$$c(\theta, x, y, z)\rho(\theta, x, y, z)\frac{\partial\theta}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} \left(\lambda(\theta, x) \frac{\partial\theta}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\lambda(\theta, y) \frac{\partial\theta}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\lambda(\theta, z) \frac{\partial\theta}{\partial z} \right) + q_v(\theta, x, y, z), \quad (3)$$

а рівняння теплопровідності у вузлах і елементах, що мають циліндричну форму, у циліндричних координатах –

$$c(\theta, r, \varphi, z)\rho(\theta, r, \varphi, z)\frac{\partial\theta}{\partial t} = \\ = \lambda_r(\theta, r) \left(\frac{\partial^2\theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial\theta}{\partial r} \right) + \lambda_\varphi(\theta, \varphi) \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2\theta}{\partial \varphi^2} + \lambda_z(\theta, z) \frac{\partial^2\theta}{\partial z^2} + q_v(\theta, r, \varphi, z). \quad (4)$$

В сталому (стаціонарному) режимі $\partial\theta/\partial t = 0$, і тоді рівняння (3) і (4) перетворюються у відповідні еліптичні рівняння виду

$$\lambda_x(\theta, x, y, z) \frac{\partial^2\theta}{\partial x^2} + \lambda_y(\theta, x, y, z) \frac{\partial^2\theta}{\partial y^2} + \lambda_z(\theta, x, y, z) \frac{\partial^2\theta}{\partial z^2} + q_v(\theta, x, y, z) = 0, \quad (5)$$

$$\lambda_r(\theta, r) \left(\frac{\partial^2\theta}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial\theta}{\partial r} \right) + \lambda_\varphi(\theta, \varphi) \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2\theta}{\partial \varphi^2} + \lambda_z(\theta, z) \frac{\partial^2\theta}{\partial z^2} + q_v(\theta, r, \varphi, z) = 0, \quad (6)$$

де θ – температура в області аналізу; Q_i – витрата холодоагенту у відповідному i -му каналі; F_i , b_i – площа поперечного перерізу і ширина i -го охолоджуючого каналу; l – відповідна просторова координата; α_{xi} , c_{xi} – коефіцієнт тепловіддачі і питомої теплоємності холодоагенту; c , ρ , λ – питома теплоємність, щільність і коефіцієнт теплопровідності області аналізу.

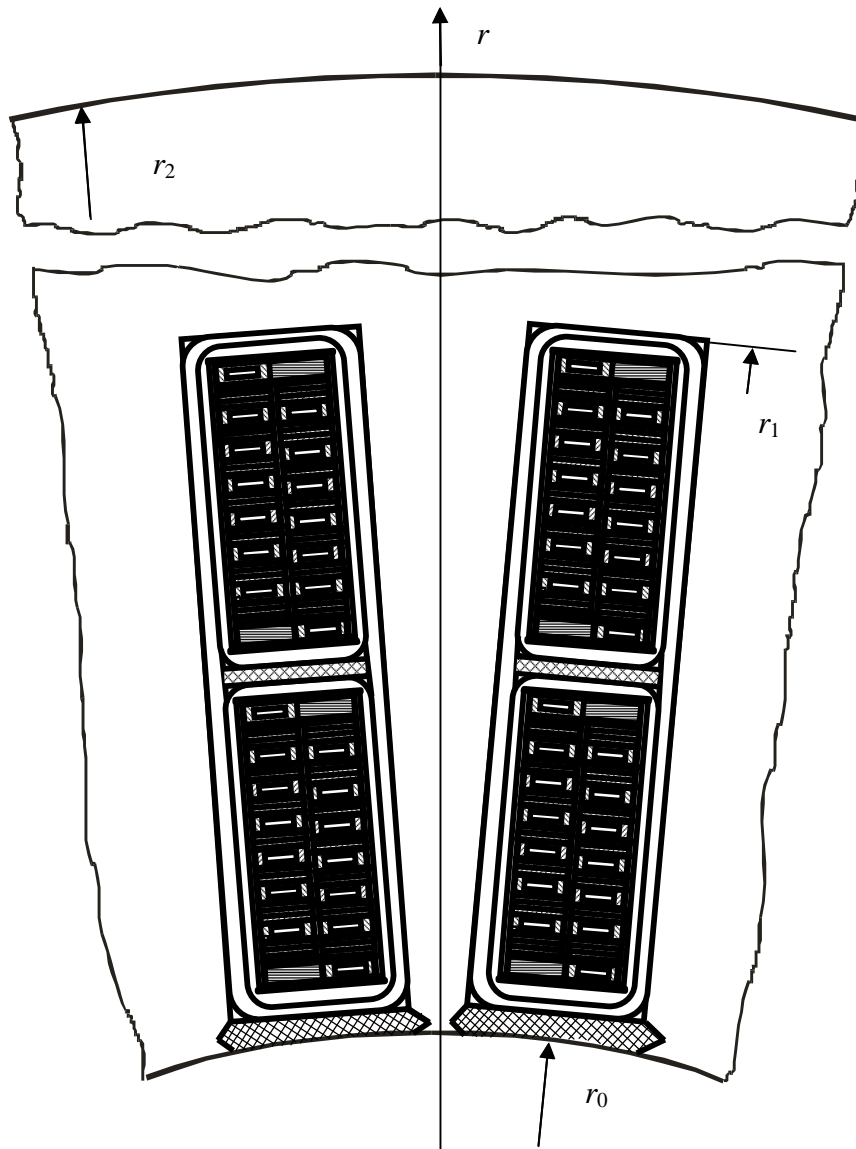


Рис. 1

Граничні умови запишемо у вигляді:

$\theta_{xi} = \pm(\lambda_M / \alpha_{xi})(\partial\theta / \partial l_i)$ – для охолоджуючих каналів порожнистих провідників;

$\theta_{xi} = \pm(\lambda_3 / \alpha_{xi})(\partial\theta / \partial l_i)$ – для зовнішніх теплообмінних поверхонь обмотки статора, її лобових частин та пакетів осердя статора;

$\pm\lambda_i \frac{\partial\theta_i}{\partial n}(\xi-0) = \Lambda_k [\theta_i(\xi+0) - \theta_j(\xi-0)]$, $\Lambda_k [\theta_i(\xi+0) - \theta_j(\xi-0)] = \pm\lambda_j \frac{\partial\theta_j}{\partial n}(\xi+0)$ – на межі

дотичних поверхонь елементів обмотки.

У загальному вигляді задача є нелінійною, і її вирішення здійснюється економічними кінцево-різницевиими методами в тривимірній (просторовій) постановці. Кінцево-різницева апроксимація задачі виконана за допомогою інтегро-інтерполяційного методу. Передбачається, що розглянута крайова задача є коректною, тобто вона має рішення і тільки одне, яке безперервно залежить від вхідних даних.

Для реалізації отриманих рішень просторових (тривимірних) задач розроблено комплекс програм для ЕОМ (ПЕОМ). Блок-схема програм розрахунку показана рис. 2.

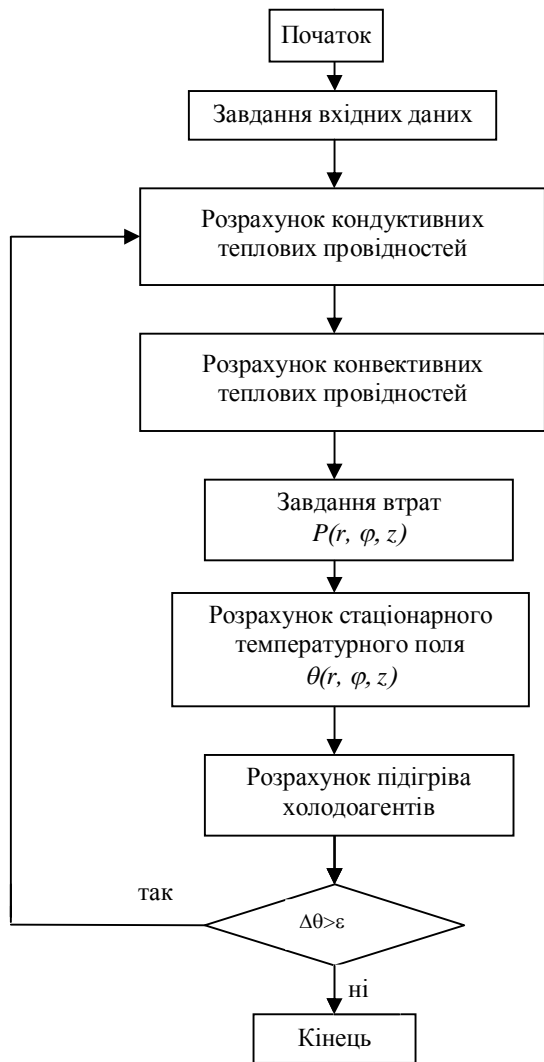


Рис. 2

Із порівняння експериментальних та розрахункових даних можна зробити наступні висновки. 1. Експериментальні значення температури і підігріву гарячого дистилату складають 52.5°C і 14.5°C, а розрахункові – 53.0°C і 15.0°C; вони відрізняються між собою на 0.95 і 3.4 %, відповідно. 2. При безпосередньому рідинному охолодженні температура порожнистих мідних провідників незначно відрізняється від температури охолоджуючої води. Так, у перерізі на виході з нижнього стержня максимальна температура гарячої води складає 50.3°C, а температура порожнистих мідних провідників знаходиться в інтервалі 50.8–50.9°C. 3. За даними АСКР значення температур по термометрах опору, що знаходяться в пазу на бічній поверхні нижнього стержня, знаходяться в інтервалі 34.0–48.0°C. Розрахункове значення показань відповідного термометра складає 42.9°C. Для верхніх стержнів експериментальні значення показань термометрів опору, які розташовані під клином, знаходяться в інтервалі 40.6–48.7 °C, а розрахункове – 47.2 °C. 4. Експериментальні значення показань температури термометрів опору № 89-92, що контролюють температуру осердя зі сторони турбіни складають 56.0, 54.7, 58.2 і 54.1°C відповідно, їх середнє значення – 55.75 °C. Розрахункове значення – 55.82 °C.

Враховуючи похибку вимірів, можна стверджувати, що дані розрахунку й експерименту практично збігаються (відрізняються менше, ніж на 5%). Це свідчить про достовірність розроблених математичних моделей, алгоритмів і програм, заданих основних і додаткових втрат і теплофізичних параметрів.

Розроблені методика, алгоритми і програми дозволяють розглядати різноманітні режими теплового стану турбогенераторів типу ТВВ-1000-2 з урахуванням підігріву води по довжині стержнів обмотки, залежності теплофізичних параметрів (теплоємність, щільність, коефіцієнт теплопровідності) міді і холодоагентів від температури, залежності втрат у міді від температури, часткової закупорки або припинення циркуляції води в одному або декількох порожнистих провідниках. Передбачено моделювання термометрів опору, що знаходяться в пазах. Як відомо, термометри опору для контролю теплового стану верхнього стержня обмотки статора турбогенератора типу ТВВ-1000-2 розташовані в пазі під клином, нижнього стержня обмотки статора – на його боковій поверхні, а осердя статора – на дні пазів.

Як тестовий розрахунок було проведено порівняння розрахункових та експериментальних даних турбогенератора (ст.№ 5) Рівненської АЕС. Експериментальні випробування зазначеного турбогенератора виконувалися у 2003 р. Були задані наступні значення показань експериментального режиму: активна потужність $P=950.0$ МВт, $\cos\varphi=0.994$, напруга $U=24.2$ кВ, струм обмотки статора $I_A=22.5$ кА, $I_B=22.5$ кА, $I_C=21.8$ кА, середнє значення – $I_{CP}=22.3$ кА, частота $f=50.0$ Гц, коефіцієнти додаткових втрат: для верхнього і нижнього стержня відповідно – $k_{pV}=2.255$, $k_{pN}=1.1373$ [18], втрати в пакетах осердя статора, описуються у спосіб, викладений у [3,5,13,14], середня температура холодного дистилату – 38.0 °C, середня температура гарячого дистилату – 52.5°C, середня температура холодного газу (водню) – 25.5°C, середня температура гарячого газу (водню) – 41.9°C, тиск водню – $p=5$ кПа, чистота водню – 99.40 %. Задані коефіцієнти тепловіддачі α в порожнистих каналах провідників стержнів обмотки статора (до води) – 15640 Вт/(м²К).

Для теорії і практики визначальним є вплив термодфектів в обмотці та осерді статора на показання термометрів опору та максимальні температури. Як термодфекти в обмотці та осерді статора розглянемо повну закупорку декількох порожнистих провідників обмотки статора та підвищені тепловиділення q_i в пакетах сталі осердя біля дна пазів, які можуть бути обумовлені виникненням гальванічних замикань листів сталі між собою.

Згідно з державними стандартами, технічними умовами і інструкціями по експлуатації потужних турбогенераторів з безпосереднім водяним охолодженням обмотки статора гранично припустимими значеннями температур, зареєстрованими термометрами опору в пазі під клином, є 75°C , а гранично припустимими температурами для активної сталі осердя статора турбогенераторів (з ізоляцією класу B), що вимірюється закладеними термометрами опору, є 120°C .

Таблиця 1

k_{p1} , в.о.	Максимальні температури в вузлах і елементах, в.о.						
	$\theta_{\text{мв}}$	$\theta_{\text{ів}}$	$\theta_{\text{ТО1}}$	$\theta_{\text{мн}}$	$\theta_{\text{ін}}$	θ_{Fe}	$\theta_{\text{ТО2}}$
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
2.0	1.0082	1.0727	1.0789	1.0137	1.0595	1.2217	1.0613
3.0	1.0164	1.1439	1.1579	1.0275	1.1175	1.4421	1.1212
4.0	1.0229	1.2167	1.2385	1.0412	1.1770	1.6638	1.1826
5.0	1.0311	1.2895	1.3175	1.0657	1.2366	1.8842	1.2440
6.0	1.0377	1.3702	1.3965	1.1024	1.3005	2.1059	1.3068
7.0	1.0509	1.4509	1.4770	1.1391	1.3645	2.3263	1.3712

біля дна паза при відсутності термодфектів; $\theta_{\text{мв}}$, $\theta_{\text{ів}}$, $\theta_{\text{мн}}$, $\theta_{\text{ін}}$ та θ_{Fe} – максимальні температури в міді і ізоляції верхнього та нижнього стержнів обмотки та пакетах сталі осердя біля дна пазів; $\theta_{\text{ТО1}}$, $\theta_{\text{ТО2}}$ – температури термометрів опору під клином та на дні паза, відповідно). Базові температури при відсутності термодфектів мають такі значення (при $P=950$ МВт): $\theta_{\text{мв}} = 66.8^\circ\text{C}$; $\theta_{\text{ів}} = 60.9^\circ\text{C}$; $\theta_{\text{мн}} = 56.5^\circ\text{C}$; $\theta_{\text{ін}} = 56.4^\circ\text{C}$; $\theta_{\text{Fe}} = 66.2^\circ\text{C}$; $\theta_{\text{ТО1}} = 47.3^\circ\text{C}$; $\theta_{\text{ТО2}} = 55.8^\circ\text{C}$.

Таблиця 2.

k_{p1} , в.о.	Максимальні температури в вузлах і елементах, в.о.						
	$\theta_{\text{мв}}$	$\theta_{\text{ів}}$	$\theta_{\text{ТО1}}$	$\theta_{\text{мн}}$	$\theta_{\text{ін}}$	θ_{Fe}	$\theta_{\text{ТО2}}$
1.0	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000
1.5	1.0049	1.0363	1.0395	1.0076	1.0759	1.1116	1.0838
2.0	1.0082	1.0728	1.0790	1.0138	1.1518	1.2218	1.1677
2.5	1.0115	1.1076	1.1185	1.0214	1.2277	1.3319	1.2515
3.0	1.0164	1.1439	1.1580	1.0275	1.3036	1.4421	1.3353
3.5	1.0197	1.1803	1.1990	1.0351	1.3795	1.5537	1.4192
4.0	1.0229	1.2167	1.2385	1.0413	1.4554	1.6639	1.5045
4.8	1.0296	1.2753	1.3017	1.0581	1.5759	1.8410	1.6377
5.0	1.0312	1.2896	1.3175	1.0657	1.6071	1.8842	1.6722
5.5	1.0345	1.3291	1.3570	1.0841	1.6860	1.9958	1.7575

зу залишається в припустимому інтервалі ($\leq 120^\circ\text{C}$).

Розрахунки впливу термодфектів проведено для навантаження $P=950$ МВт. Результати розрахунків впливу наявності термодфекту в одному пакеті біля дна паза статора на показання термометрів опору при відсутності закупорки порожнистих провідників обмотки статора наведені в табл. 1 (тут і далі k_{p1} – коефіцієнт місцевих втрат в пакетах сталі осердя біля дна паза, $k_{p1} = q_i / q_{\text{ном}}$, $q_{\text{ном}}$ – тепловиділення в пакетах сталі осердя

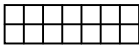

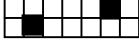
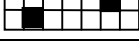
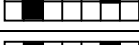
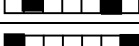
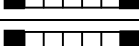

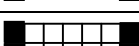
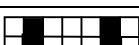
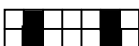
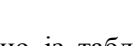
Аналізуючи наведені в табл. 1. результати, можна зазначити, що спостерігається значне відставання значень температури термометра опору $\theta_{\text{ТО2}}$ від температури сталі. При $k_{p1} = 5.0$, $\theta_{\text{Fe}} = 124.7^\circ\text{C}$ температура термометра опору $\theta_{\text{ТО2}} = 69.4^\circ\text{C}$, а при $k_{p1} = 6.0$, $\theta_{\text{Fe}} = 139.7^\circ\text{C}$ – $\theta_{\text{ТО2}} = 73.1^\circ\text{C}$. Тобто, при наявності термодфектів в одному пакеті біля дна паза сталі осердя статора і підвищенні температури осердя статора до рівня неприпустимих температур ($\theta_{\text{Fe}} \geq 130^\circ\text{C}$) температура термометра опору на дні па-

Результати розрахунку впливу термодфектів сталі осердя в чотирьох пакетах біля дна паза на максимальні температури та показання термометрів опору при відсутності закупорки порожнистих провідників обмотки статора наведено в табл. 2.

Як впливає із наведених результатів, при підвищенні місцевих втрат в декількох пакетах сталі осердя біля дна пазів до рівня $k_{p1} = 1.0 - 5.5$ відставання показань термометра опору θ_{TO2} від температури сталі є значно меншим. При $k_{p1} = 5.0$ і $\theta_{Fe} = 124.7$ °C – $\theta_{TO2} = 93.2$ °C, а при $k_{p1} = 5.5$ і $\theta_{Fe} = 132.4$ °C – $\theta_{TO2} = 98.2$ °C.

В табл. 3. показано результати розрахунку впливу термодфектів в обмотці та осерді статора (при їхній одночасній наявності) на показання термометрів опору.

Таблиця 3.

Модель закупорки обмотки	k_{p1} , в.о.	Максимальні температури у вузлах і елементах, в.о.						
		θ_{MB}	θ_{iB}	θ_{TO1}	θ_{MH}	θ_{iH}	θ_{Fe}	θ_{TO2}
	1.0	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
	1.2	1.232	1.184	1.120	1.168	1.121	1.045	1.061
	1.5	1.235	1.188	1.145	1.173	1.132	1.112	1.112
	2.0	1.240	1.199	1.185	1.182	1.198	1.222	1.198
	2.5	1.243	1.225	1.224	1.196	1.275	1.332	1.281
	2.5	1.604	1.541	1.389	1.431	1.391	1.332	1.322
	2.0	2.209	2.108	1.630	1.826	1.757	1.222	1.304
	2.5	2.225	2.123	1.676	1.862	1.795	1.332	1.392
	3.0	2.263	2.161	1.730	1.901	1.833	1.442	1.482
	4.0	2.338	2.236	1.840	1.976	1.908	1.663	1.657
	4.7	1.670	1.644	1.599	1.537	1.688	1.819	1.701
	5.0	1.713	1.665	1.627	1.551	1.729	1.884	1.753

Як видно із табл. 3, темп та рівень відставання температури термометра опору θ_{TO2} від температури сталі зберігається близьким до значень, наведених в табл. 2.

При $k_{p1} = 5.0$ і $\theta_{Fe} = 124.7$ °C маємо $\theta_{TO2} = 97.8$ °C, $\theta_{iB} = 114.4$ °C, $\theta_{TO1} = 77.0$ °C.

Висновки. 1. Розроблені методика, алгоритми і програми дозволяють розглядати різноманітні режими теплового стану турбогенераторів потужністю 1000 МВт типу ТВВ-1000-2 з водяним охолодженням обмотки з урахуванням впливу різних чинників (підігріву води по довжині стержня обмотки, залежності теплофізичних параметрів міді і холодоагентів від температури, залежності втрат міді від температури, часткової закупорки або припинення циркуляції води в одному або декількох порожнистих провідниках).

2. Апробація і тестові розрахунки температурних полів за допомогою розробленої моделі та програми при порівнянні їх з експериментальними даними показало, що розрахункові дані відрізняються від експериментальних не більше ніж на 5%.

3. Проведені розрахунки турбогенератора типу ТВВ-1000-2 показують, що при наявності термодфектів в сталі осердя і обмотці статора при допустимому показанні термометра опору на дні

пазу [$\leq(110,0-120)^{\circ}\text{C}$] температура в сталі осердя статора може бути неприпустимою ($\theta_{\text{Fe}} \geq 130^{\circ}\text{C}$). При цьому дійсні максимальні температури в сталі осердя і обмотці статора перевищують показання відповідних термометрів опору на $(20-25)^{\circ}\text{C}$ та $(20-30)^{\circ}\text{C}$ відповідно.

1. *Бережанский В.Б., Городов В.В., Кулаковский В.Б.* и др. Контроль перегрева генераторов // Электрические станции. – 1994. – №4. – С. 42 – 45.
2. *Васильев В.С., Иогансен В.И.* Модернизация турбогенераторов – опыт и перспективы // Сб. «Электросила». – 2004. – №43. – С. 18 – 24.
3. *Выговський В.І., Выговський О.В., Безprozваний А.О., Молодих С.О.* Тривимірні поля втрат і температури в крайньому пакеті осердя статора турбогенератора потужністю 300 МВт // Энергетика і Електрифікація. – 2004. – №10. – 11 (255). – С. 43 – 48.
4. *Выговський В.І., Выговський О.В.* Тепловий стан обмотки статора потужного турбогенератора з водяним охолодженням при наявності закупорки порожнистих провідників / Праці ІЕД НАН України. – 2002. – №2(2). – С. 76 – 79.
5. *Выговський О.В.* Аналіз тривимірного розподілення втрат і нагріву в крайніх пакетах осердя статора турбогенератора потужністю 100МВт // Праці ІЕД НАН України. – 2003. – №1. – С. 76 – 82.
6. *Голоднова О.С.* Основные причины отказов турбогенераторов и пути их предупреждения: Учебно – методическое пособие. – М.: ИПКгосслужбы, 2005. – 92 с.
7. *Гуревич Э.И., Рыбин Ю.Л.* Переходные тепловые процессы в электрических машинах. – Л.: Энергоатомиздат, 1983. – 128 с.
8. *Иогансен В.И., Пинчук Н.Д., Пиаров В.И.* Мероприятия по повышению надежности работы двух- полюсных турбогенераторов мощностью 800 МВт и 1000 МВт, установленных на тепловых и атомных электростанциях // Сб. докл. техн. семинара «Совершенствование организации эксплуатации и повышение надежности турбогенераторов». – М.: 2005. – С.40 – 46.
9. *Підвищення надійності, навантажувальної здатності турбогенераторів типу ТВВ-1000-2У3 українських АЕС та доведення техніко-економічних показників їх експлуатації до вимог документу EUR: /Заключний звіт про НДР) / ІПБ АЕС НАН України, № держреєстрації 0209U001218, Київ – 2008.*
10. *Поляков В.И.* Диагностика технического состояния каналов водяного охлаждения и крепления стержней обмоток мощных турбогенераторов для продления срока их службы // Электрические станции. – 2001. – №10. – С. 34 – 39.
11. *Постников И.М., Станиславский Л.Я., Счастливый Г.Г., Езовит Г.П.* и др Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов – К.: Наук. думка, 1971. – 360 с.
12. *Счастливый Г.Г., Выговський В.І., Выговський О.В., Безprozваний А.О.* Аналіз динамічних теплових процесів обмотки статора потужного турбогенератора з водяним охолодженням при наявності дефектів // Техн. електродинаміка. – 2002. – № 5. – С. 43 – 46.
13. *Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Выговский В.И., Смородин В.И.* Нагрев и потери в крайнем пакете сердечника статора турбогенератора // Изв. АН УССР. Энергетика и транспорт. – 1982. – №1. – С. 130 – 134.
14. *Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Выговский В.И.* Турбо- и гидрогенераторы при переменных графиках нагрузки. – К.: Наук. думка. – 1985. – 208 с.
15. *Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Терешонков В.А., Выговский В.И.* Электрические машины с жидкостным охлаждением – К.: Наук. думка. – 1989. – 288 с.
16. *Справочник по ремонту турбогенераторов /* Под ред. проф. Х.А. Бекова, проф. В.В.Барило. – М.: ИПКгосслужбы, ВИПКЭнерго, 2006. – 724 с.
17. *Федоренко Г.М., Выговский А.В., Крупа О.А.* Моделирование тепловых процессов в стержне обмотки статора турбогенератора ТВВ-1000-2У3 с целью повышения надежности и эффективности эксплуатации // Сб. материалов МНТК "Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах". – 2007. – С. 5 – 9.
18. *Хуторецкий Г.П., Токов М.И., Толвинская Е.В.* Проектирование турбогенераторов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд. – 1987. – 256 с.
19. ГОСТ 533-2000. Машины электрические вращающиеся. Турбогенераторы. Общие технические условия.

Надійшла 13.05.09

УДК 621.311:681.3

О. В. Кириленко, академік НАН України, **В. В. Павловський**, канд. техн. наук, **Л. М. Лук'яненко**, канд. техн. наук (Інститут електродинаміки НАН України, Київ), **Є. В. Зорін** (Національна Енергетична Компанія «Укренерго», Київ)

АНАЛІЗ СТІЙКОСТІ ЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМ ЗА НАПРУГОЮ

Розглянуто визначення стійкості за напругою та найбільш поширені в європейських енергетичних системах методи її аналізу. Серед них виділено методи QV-, PV-кривих та VQ чутливості. Показано, що застосування вказаних методів дозволяє виявити «слабкі» шини в енергосистемі та визначити величину критичної напруги.

Рассмотрено определение устойчивости по напряжению и наиболее распространенные в европейских энергетических системах методы её анализа. Среди них выделяют методы QV-, PV-кривых и VQ чувствительности. Показано, что использование указанных методов позволяет выявить «слабые» шины в энергосистеме и определить величину критического напряжения.

Вступ. На думку провідних експертів [7,11] в середньо-та довгостроковій перспективі головну роль у виробництві електричної енергії відводиться атомній енергетиці. Це дозволить певною мірою здешевити вартість генерації електричної енергії, однак призведе до концентрації генеруючих потужностей в окремих енергорайонах. До того ж, разом з концентрацією виробництва активної потужності (яку необхідно передавати в енергодефіцитні райони) відбувається і концентрація генерування реактивної потужності (яку передавати по електричній мережі вкрай неефективно). Подальша концентрація генерування реактивної потужності на електростанціях, а також існуючий дефіцит в об'єднаній енергетичній системі (ОЕС) України сучасних мережевих засобів її компенсації, таких як, наприклад, гнучкі передачі змінним струмом [4], значно обмежують можливості з передачі активної потужності в інші регіони України. Так, вже сьогодні постає проблема передачі електричної енергії з Західної та Південно-Західної енергосистем ОЕС України, тобто з районів концентрації генерації (Хмельницька та Рівненська АЕС). Ця проблема безпосередньо спричинена вимушено обмеженою пропускну здатністю окремих перетинів за умови статичної стійкості режимів роботи ОЕС України. Мова йде, в першу чергу, про стійкість за напругою. Порушення стійкості за напругою та виникнення «лавини» напруги супроводжує практично кожен системну аварію [6,13]. Тому особливу актуальність для національної енергосистеми набувають питання аналізу сьогоденних та перспективних режимів з точки зору оцінки статичної стійкості за напругою. Це дозволить ідентифікувати такі енергорайони в ОЕС України та запровадити заходи щодо усунення проблем, що виникають при цьому.

Визначення поняття та класифікація стійкості за напругою. Через складність явищ та процесів, що проходять в електроенергетичних системах, «фізичне» поняття стійкості для зручності моделювання традиційно розкладають на складові. В країнах колишнього СРСР була досить поширена математична декомпозиція стійкості на поняття «стійкість паралельної роботи енергосистем» та «стійкість навантаження» [1,3]. В той же час, в країнах Європейського енергетичного об'єднання використовується дещо інша класифікація цього явища: «стійкість за кутом» та «стійкість за напругою» [10,12,16,17]. Зазначені різні математичні ідеалізації ні в якій мірі не протирічають одна одній, а лише по різному розглядають єдину фізичну суть стійкості енергосистем. При цьому, використання останнього підходу дозволяє більш чітко розділити загальне поняття на окремі математичні складові. Крім того, враховуючи перспективи України щодо входження до Європейської Енергетичної Спільноти, доцільно певним чином визначитися та залучити до використання сучасні світові підходи щодо аналізу стійкості режимів енергосистем.

Стійкість за напругою – це здатність енергосистеми підтримувати стійкі та прийнятні рівні напруги на всіх системах шин (СШ) як в нормальних, так і в післяаварійних та ремонтних режимах. Основною причиною неконтрольованого зменшення напруги та втрати стійкості є нездатність енергосистеми підтримувати в кожний момент часу баланс реактивних потужностей на окремій СШ або в окремій зоні системи після виникнення збурення. Критерій стійкості енергосистеми за напругою полягає у тому, що в поточному режимі на кожній СШ при збільшенні напруги величина реактивної потужності на тій самій СШ повинна збільшуватись. Тобто, система стійка за напругою при $\partial Q / \partial V > 0$. Величина напруги, яка відповідає переходу від стійкого стану до нестійкого (при $\partial Q / \partial V = 0$), називається «критичною напругою», а відповідний їй рівень реактивної потужності – «межею за реактивною потужністю».

Для подальшого аналізу використаємо наступну класифікацію стійкості за напругою. *Динамічна стійкість* за напругою пов'язана з оцінкою та підтримкою напруги впродовж 1–2 сек відразу після «великого» збурення. Мова йде, в першу чергу, про реакцію автоматики регулювання збудження (АРЗ) генераторів при короткому замиканні (КЗ). Особливу гостроту проблема динамічної стійкості за напругою набуває разом із зростанням частки відновлюваної енергетики в структурі генерації. Нетрадиційні генератори (на вітроелектростанціях) мають недостатні можливості щодо підтримки напруги під час КЗ або при інших аваріях в енергосистемі. Зокрема, коли напруга в мережі знижується, генератори на вітроелектростанціях за умовами експлуатації мають відключатися, що призводить до погіршення рівня динамічної стійкості за напругою в таких енергосистемах. Тому системні оператори (СО) багатьох європейських країн [19,20] встановили вимоги щодо паралельної роботи «нетрадиційних» генераторів. Мова йде, зокрема, про LVRT (Low Voltage Ride Through) або властивість генераторів проходити короткотривалі «провали напруги», не від'єднуючися від системи.

Статична стійкість за напругою належить до форми стійкості, що визначається переважно статичними характеристиками навантаження та параметрами мережі, що, як відомо, не залежать від часу та поточного режиму, який можливо розглядати як усталений протягом 2–10 сек. Як збурення розглядається втрата елемента енергосистеми або зростання навантаження.

Довгострокова стійкість за напругою враховує вплив на рівні напруги динаміки систем регулювання на генераторах, а також процесів, пов'язаних із закінченням резервів реактивної потужності протягом певного часу, роботою РПН (регулювання під напругою) автотрансформаторів (АТ) та трансформаторів (Т), перемиканням батарей статичних конденсаторів (БСК), шунтуючих реакторів (ШР) та дією режимної автоматики.

Враховуючи наведене, слід також зауважити, що порушення стійкості за напругою, як правило, виникає в системі досить рідко, більш часто оперативно-диспетчерський персонал стикається з явищем нестабільності напруги на певних СШ. Поняття стабільності напруги визначає ступінь коливання рівня напруги на СШ при коливаннях реактивної потужності на тих самих СШ або в системі взагалі. Для такої ситуації характерно, що вимоги стійкості за напругою в цілому виконуються (критерій $\partial Q / \partial V > 0$), але при цьому напруга нестабільна, тобто навіть незначні коливання реактивної потужності призводять до значних коливань напруги.

Незважаючи на те, що явище нестійкості за напругою носить, як правило, локальний характер, його поява може призвести до глобальних наслідків. Порушення стійкості пов'язано з виникненням лавини напруги, що може охопити великі енергорайони або навіть всю енергосистему. Тому аналіз граничних режимів, в яких саме відбувається порушення стійкості за напругою, є дуже важливим. Для великих сучасних енергосистем такий аналіз є достатньо складним через те, що, з фізичної точки зору, на порушення стійкості впливають багато чинників. Зокрема, це характеристики навантажень споживачів, структура та параметри електромережі, параметри режиму (перетоки по ЛЕП та АТ, склад генеруючого обладнання), характеристики потужності та поточні уставки систем регулювання на генераторах та інших пристроях компенсації (СТК – статичні тиристорні компенсатори, БСК) та перерозподілу (РПН АТ та Т) реактивної потужності.

Показники стійкості за напругою. Забезпечення умов надійної роботи енергосистем пов'язано з дотриманням визначених ще на етапі планування критеріїв режимної безпеки. Серед інших, до таких критеріїв належать:

- обмеження за термічною стійкістю ЛЕП та АТ;
- необхідні рівні резервів реактивної потужності на генераторах та СТК (БСК);
- припустимі рівні напруги;

- величина нормативних запасів зі стійкості за напругою.

Слід розрізняти також обмеження щодо рівнів напруги та запасів зі стійкості за напругою. Зокрема, для нормальних та ремонтних (аварійних) схем встановлено припустимі межі відхилення напруги від номінальної. Переважна більшість Кодексів Мереж СО європейських країн встановлює відхилення $\pm 10\%$ [19,20]. Запаси зі стійкості за напругою, у разі необхідності, можуть визначатися кожним СО окремо. Наприклад, в Україні такі запаси згідно з [2], становлять 10% і 15% та визначаються від рівнів напруги як 0,7 (0,75) в.о. від номінальної (нормальної) для СШ-110 кВ. Очевидно, що критичні місця за напругою, тобто ті, де напруга відхиляється більше, ніж на 10%, є потенційно небезпечними з точки зору можливості подальшого зменшення напруги та перетворення цих СШ у точки енергосистеми, де запаси стійкості за напругою не відповідають припустимим.

Однак стійкість за напругою може порушуватися і в тих ситуаціях, коли напруга на всіх СШ-110 кВ перевищує нормативне значення 0,7 (0,75) в.о. від номінальної (нормальної), тобто, критична напруга може бути вищою ніж та, що встановлена в [2]. Останнє можливо, зокрема, при встановленні в мережі потужних СТК або при впровадженні системи вторинного регулювання напруги на генераторах. В таких випадках СШ з критичною напругою більше, ніж 0,9 в.о. можуть бути критичним місцем за критерієм недостатнього запасу зі стійкості за напругою. Як показано у [8] при аналізі стійкості за напругою в граничних режимах з високою критичною напругою кращим індикатором наближення режиму до точки втрати стійкості є резерви з реактивної потужності, ніж рівень напруги.

При аналізі стійкості режимів за напругою важливо не тільки визначити граничний режим та відповідну йому критичну напругу, але і дослідити, як саме впливають параметри електричної мережі та режимів її роботи на величину критичної напруги. Саме такий аналіз є основою для розробки ефективних заходів для запобігання порушенню стійкості за напругою.

Для оцінки ступеня «важкості» режиму за напругою застосовуються різні показники, що вимірюють ступінь наближення поточного режиму до граничного за напругою, в якому спостерігається лавина напруги. Вони базуються на різних визначеннях та уявленнях про фізичну природу стійкості та доповнюють один одного. Наведемо наступні, найбільш поширені показники [8,10,12,16]:

- резерв реактивної потужності на електричних станціях та СТК, що визначає величину наближення в Мвар до граничного за напругою режиму;
- відхилення напруги від номінальних (або нормальних) значень, що дозволяє оцінити ступінь «важкості» режиму;
- втрати реактивної потужності в ЛЕП. Зокрема, стрімке зростання відношення втрат (Мвар) в ЛЕП до перетоку через перетин (МВт) визначає ступінь наближення режиму до виникнення лавини напруги [8];
- чутливість напруги до величини коливань реактивної потужності на СШ, що використовується для ідентифікації критичних за напругою зон електромережі або окремих СШ. Такі «слабкі» СШ можуть розглядатися як найбільш небезпечні місця з точки зору втрати стійкості за напругою при обважненні режиму;
- значення детермінанту Якобіану в рівняннях усталеного режиму (УР). При певних припущеннях (наприклад, щодо моделювання генераторів) перехід детермінанту через «0» відбувається в околі зони граничних за статичною стійкістю режимів [1]. Граничний режим може бути з певною вірогідністю ідентифікований за збіжністю ітераційного процесу розрахунку УР;
- результати модального аналізу, зокрема власні числа оберненого, скороченого Якобіану [18].

Методи ідентифікації найбільш небезпечних СШ за напругою. В першу чергу для ідентифікації найбільш небезпечних за напругою СШ, або іншими словами «вузьких місць», виділимо такі методи досліджень статичної стійкості за напругою [12,16]:

- метод $Q-V$ кривих для аналізу рівнів напруги відносно реактивної потужності на СШ;
- метод $P-V$ кривих для аналізу рівнів напруги на визначених СШ по відношенню до зростаючого перетоку активної потужності в перетині;
- метод аналізу чутливості напруги до варіацій реактивної потужності ($V-Q$ чутливість).

Перевагою зазначених методів є те, що вони позбавлені недоліків, пов'язаних з аналізом збіжності розрахунку УР. Визначення стійкості режиму за результатами досягнення точки розбіжності ітераційного процесу розв'язання нелінійних рівнянь УР є найбільш поширеною оцінкою, що часто використовується на практиці. Однак, вона має ряд недоліків. По-перше, розбіжність ітераційного процесу може бути пов'язана з обчислювальними проблемами обраного методу і не мати ніякого фізичного тлумачення. Тобто, така розбіжність не пов'язана з фізичною природою стійкості режиму за

напругою. По-друге, для дійсно нестійких режимів така оцінка не є інформативною щодо визначення природи порушення стійкості та локалізації критичних елементів або зон в енергосистемі в аспекті порушення стійкості за напругою. По-третє, існують випадки, коли дотримання умов існування режиму та збіжність процесу не гарантують стійку поведінку системи.

Метод Q - V кривих дозволяє досліджувати виникнення лавини напруги та нестабільність напруги на СШ. Q - V криві будуються за результатами розрахунків серії УР. На рис. 1 показано Q - V криві, кожна з яких представляє зв'язок між напругою (V) та реактивною потужністю (Q) при різних фіксованих значеннях активної потужності (P).

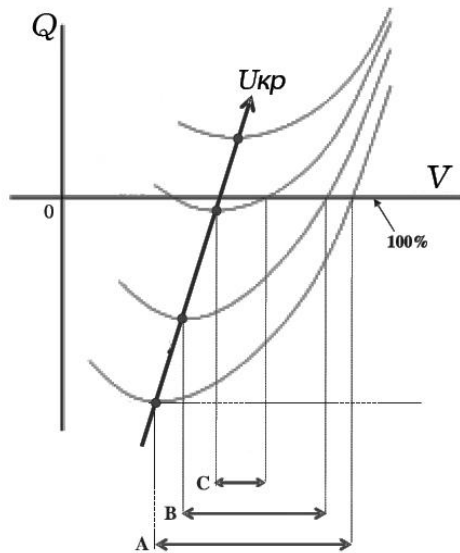


Рис. 1

Мінімальний екстремум певної Q - V кривої є критичною точкою (де $\partial Q / \partial V = 0$). Всі точки кривої праворуч від мінімуму вважаються стійкими, і навпаки, точки ліворуч відповідають нестійким режимам. Штучно стійка робота в області, де $\partial Q / \partial V < 0$, може бути досягнута тільки за умови спеціального регулювання реактивної потужності та при наявності достатнього діапазону компенсації. Кожній кривій відповідає певне активне навантаження у вузлі. Точка перетину Q - V кривої з віссю абсцис, що знаходиться праворуч від мінімуму, відповідає «природному» рівню напруги на СШ, який не потребує ні генерації, ні споживання реактивної потужності. Q - V крива, по суті, визначає «вимоги» СШ щодо генерування (споживання) реактивної потужності для підтримки заданого рівня напруги в ній при фіксації активного навантаження СШ.

Аналізуючи криві на рис. 1, можна зробити висновок, що із «підйомом» Q - V кривої угору (тобто із збільшенням навантаження) не тільки збільшується критична напруга, а також зменшується робочий (стійкий) діапазон системи. Тобто критична напруга «підпирає» робочий діапазон з одного

боку, а зсув всієї кривої — з іншого. Відповідні робочі діапазони (рис. 1) представлено як горизонтальні відрізки, що позначені літерами А, В, С. При аналізі Q - V кривих важливим також є їхній нахил: чим менший кут нахилу Q - V кривої до осі абсцис, тим більш нестабільна напруга на даних СШ. Основною перевагою Q - V аналізу є те, що він дає можливість визначити величину реактивної потужності, яка необхідна для забезпечення бажаного рівня напруги.

Метод P - V кривих дозволяє сформувати відповідні криві, що «зв'язують» напруги на певних СШ з перетоком активної потужності через перетин. P - V аналіз — це інструментарій, який дозволяє визначити реальну пропускну спроможність за активною потужністю через перетин в енергосистемі, що обмежується стійкістю за напругою. Для побудови P - V кривих виконується серія розрахунків, починаючи з деякого стаціонарного режиму, із подальшим збільшенням перетоку через перетин за встановленою траєкторією обважнення режиму, контролюючи при цьому напруги на СШ. Безпечний та стабільний стан енергосистеми знаходиться вище критичної точки. Перевагою даного підходу є те, що він дозволяє визначити «відстань» до точки лавини напруги у розмірності МВт. Кожна P - V крива визначає, по суті, величину граничного перетоку та критичну напругу для заданої траєкторії обважнення режиму. Основною перевагою P - V аналізу є те, що він дозволяє оцінити граничні рівні активної потужності, яка може передаватися через перетин з урахуванням рівнів напруги на певних (критичних) СШ.

Метод V - Q чутливості. Визначення стабільності напруги шляхом аналізу Q - V та P - V кривих для окремих СШ та перетинів, як правило, потребує виконання великої кількості розрахунків УР. Незважаючи на те, що такі процедури є традиційно автоматизованими [5], вони забирають багато часу і не завжди можуть дати оцінки, що дозволять тлумачити причини виникнення проблем зі стійкістю за напругою. Так, ці процедури фокусують увагу на окремих СШ, тобто характеристики стійкості встановлюються обтяженням кожної із шин окремо. Це інколи може спотворювати умови забезпечення стійкості енергосистеми. Крім того, для виконання Q - V та P - V аналізу СШ слід відбирати дуже ретельно, і може знадобитися велика кількість розрахунків відповідних кривих для отримання повної картини стійкості системи. Зважаючи на зазначене, було запропоновано низку спеціальних методів [14,16] для аналізу стійкості за напругою, одним із основних серед яких є метод V - Q чутливості. Перевагами цього методу є те, що він безпосередньо дає інформацію щодо стійкості енерго-

системи за напругою та оцінку міри стабільності напруги із загальносистемної точки зору і дозволяє визначити райони, які потенційно мають проблеми в зазначеному аспекті. Метод дозволяє ранжувати СШ за критерієм «слабкості» за напругою, а також визначити вплив регулювання реактивної потужності на генераторних СШ на рівні напруги на всіх СШ електромережі.

Як зазначено в [9,16], модель УР енергосистеми в лінеаризованій формі можна представити у такому вигляді:
$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} J_{P\delta} & J_{PV} \\ J_{Q\delta} & J_{QV} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta V \end{bmatrix}$$
, де ΔP , ΔQ , $\Delta\delta$, ΔV – прирости активної та реактивної потужностей, кута та амплітуди напруги на шинах; $J_{P\delta}$, J_{PV} , $J_{Q\delta}$, J_{QV} – елементи матриці Якобі, що відображають взаємну кореляцію (чутливість) між перетоками потужностей та зміною напруг на СШ.

Стабільність напруги в системі залежить від коливання P та Q . При цьому, якщо в кожній робочій точці забезпечити P постійним ($\Delta P = 0$), то можна оцінити стабільність напруги шляхом розгляду додаткових зв'язків між Q і V . Таким чином, якщо у наведеному рівнянні прийняти $\Delta P = 0$, то: $\Delta Q = J_R \cdot \Delta V$, або $\Delta V = J_R^{-1} \cdot \Delta Q$, де $J_R = [J_{QV} - J_{Q\delta} \cdot J_{P\delta}^{-1} \cdot J_{PV}]$.

Матриця J_R , є скороченим Якобіаном, а її i -им діагональним елементом є $V-Q$ чутливість на шині i . Недіагональні елементи матриці J_R визначають зміни напруги на i -ій шині у зв'язку зі зміною балансу реактивної потужності на різних СШ системи. Позитивне значення $V-Q$ чутливості свідчить про стабільну роботу певних СШ. Чим менше величина чутливості, тим більш стійкою є система. При зменшенні стабільності напруги величина чутливості збільшується і стає нескінченною ($+\infty$) на межі стійкості енергосистеми. Чинним є і зворотне твердження: негативна $V-Q$ чутливість свідчить про нестійку роботу системи. Від'ємне значення величини чутливості свідчить про виникнення нестійкого режиму роботи енергосистеми. Значення $V-Q$ чутливості на СШ взаємопов'язано з кутом нахилу відповідної $Q-V$ кривої в певній робочій точці. Зокрема, чим більший кут нахилу $Q-V$ кривої в певній точці, тим менша $V-Q$ чутливість та більша стійкість системи в цій самій точці.

Результати досліджень режимів напруги для тестової схеми IEEE. З метою аналізу можливостей вибраних методів було проведено моделювання режимів на тестовій схемі (рис. 2), яка використовується інститутом IEEE [15].

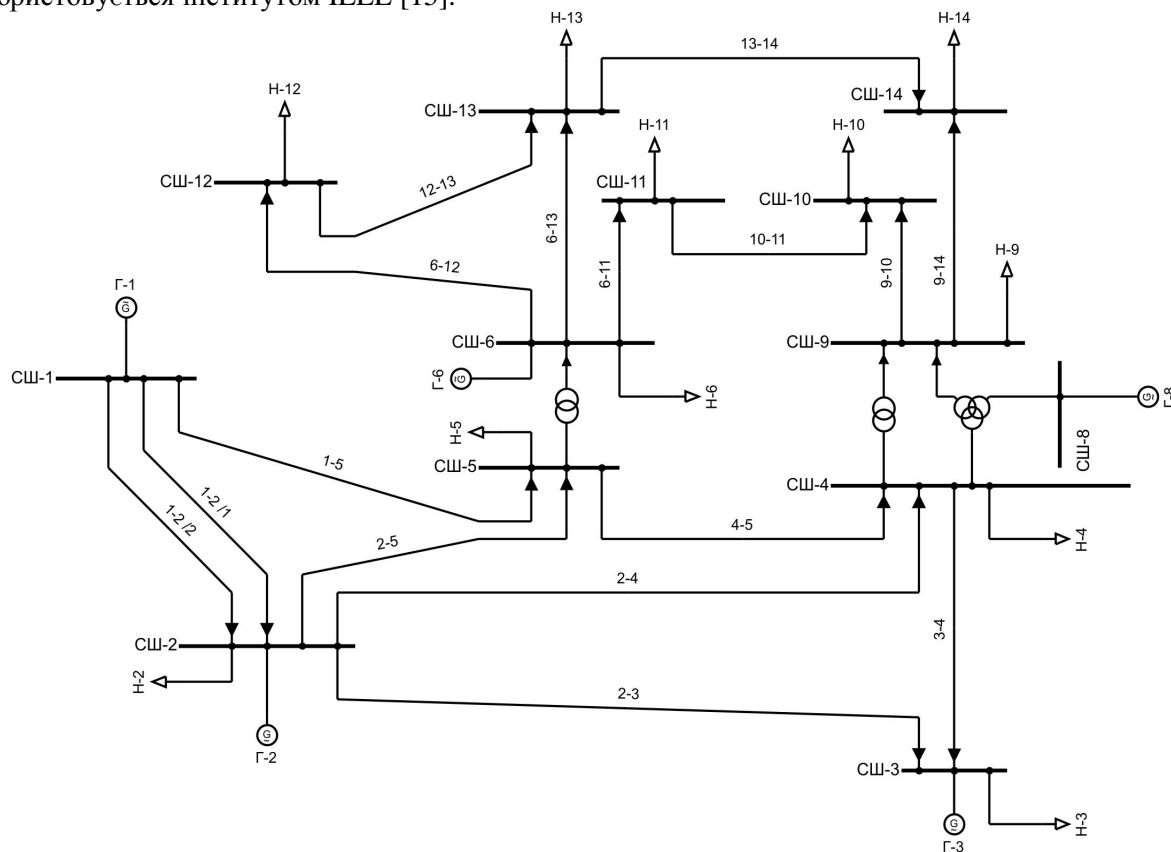


Рис. 2

Для визначення критичних за напругою СШ на тестовій схемі IEEE були виконані розрахунки $V-Q$ чутливості у двох режимах: у режимі мінімуму (режим А) та максимуму навантажень (режим Б), результати яких показано на рис. 3 (режим мінімальних навантажень – рис. 3, а, максимальних навантажень – рис. 3, б). На підставі цих розрахунків були визначені СШ – найбільш критичні в аспекті стійкості за напругою, і щодо яких для більш детального дослідження було проведено аналіз $Q-V$ кривих.

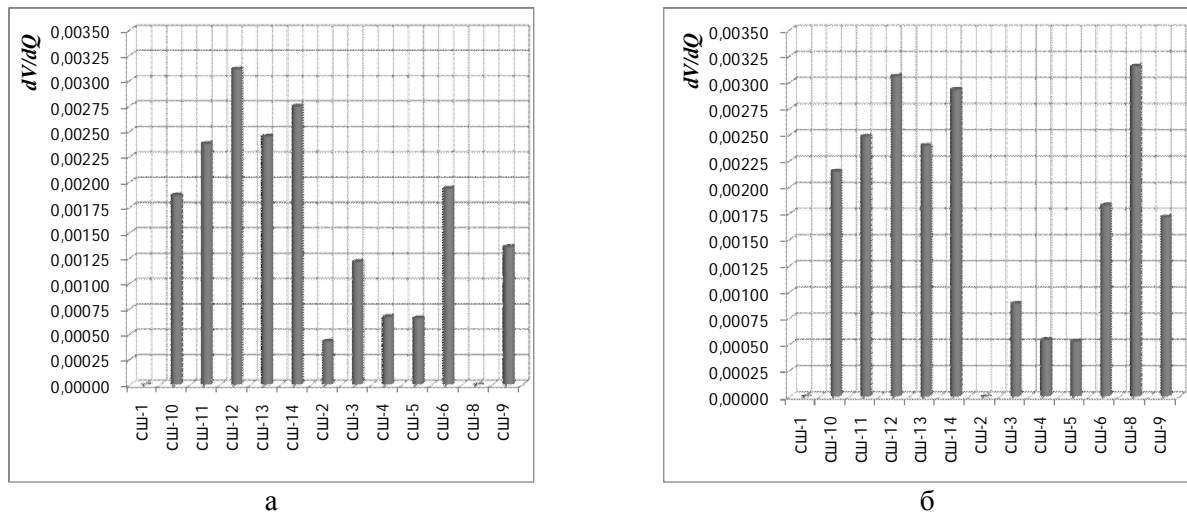


Рис. 3

Аналіз наведених гістограм показав, що в режимі мінімальних навантажень найбільш нестабільними є група віддалених шин СШ-11÷СШ-14, серед яких виділяється шина СШ-12. У режимі максимуму до вже зазначеної групи «слабких» СШ додалася генераторна СШ-8, що пояснюється вичерпанням резервів з реактивної потужності на генераторі, приєднаному до цієї СШ. Таким чином, «слабкість» СШ відносно напруги визначається не тільки параметрами мережі, а ще й режимом її роботи. Останнє дозволяє зробити важливий висновок стосовно того, що «слабкість» СШ визначається також і режимом енергосистеми, що потребує постійного уточнення в «on-line» режимі. За таких обставин, необхідно постійно проводити контроль за резервами з реактивної потужності, що дозволяє забезпечити стабільну роботу енергосистеми.

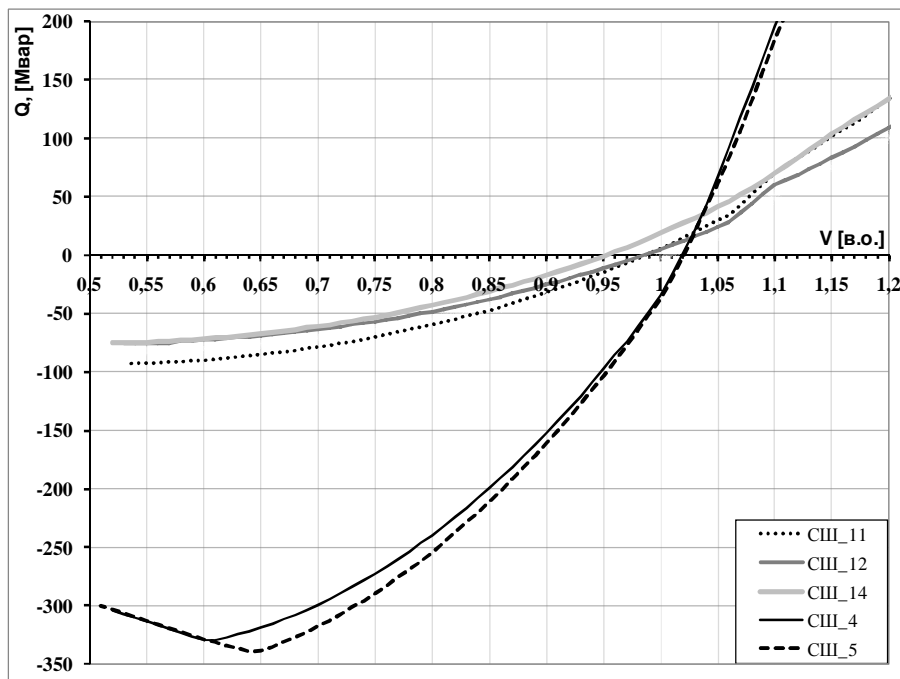


Рис. 4

Крім того, для СШ тестової схеми IEEE були побудовані $Q-V$ криві для режиму максимуму навантажень, які показані на рис. 4. На графіках можна чітко виділити дві групи СШ, які відповідають СШ із напругами 230 кВ (СШ-4, СШ-5) та 110 кВ. Як уже зазначалось, чим менший кут нахилу $Q-V$ кривої до вісі абсцис, тим більше буде проявлятися негативний вплив коливання реактивної потужності на рівень напруги на СШ. Із графіків видно, що найбільш нестабільними в зазначеному аспекті є СШ-12 та СШ-14, що повністю

співпадає з результатами аналізу $V-Q$ чутливості.

Отже, для всебічного аналізу наведеної тестової схеми (рис. 2) було побудовано серію $P-V$ кривих (рис. 5). При цьому об'єкту режиму виконувалося за допомогою збільшення навантаження на СШ-4. Було виконано кілька дослідів із різними значеннями $\cos\varphi$. Традиційно $P-V$ криві будуються при $\cos\varphi = \text{const}$.

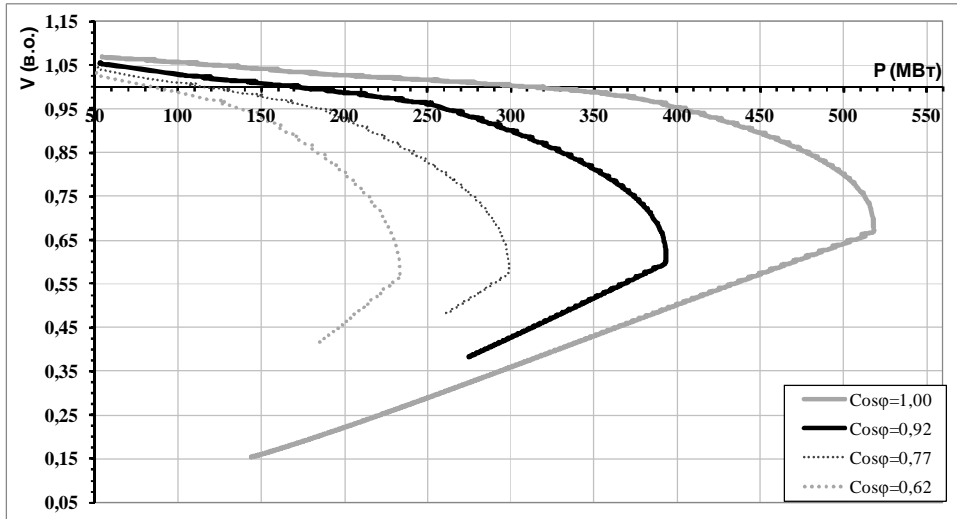


Рис. 5

на підставі аналізу наведених графіків можна зробити висновок, що, підтримуючи рівень напруги на «критичних шинах» в енергосистемі, можна збільшити пропускну спроможність перетину.

Це повністю відповідає практиці диспетчерського керування в енергосистемах, де виникають проблеми з підтримкою рівнів напруги (зокрема перетин ОЕС України–Крим). При цьому диспетчер контролює, в першу чергу, перетоки активної потужності через перетин відповідно до максимально допустимого значення, яке визначено для певного $\cos\varphi$. При досягненні максимально допустимих значень диспетчер починає контролювати напругу на критичних СШ. Якщо напруга знаходиться в допустимих межах, то диспетчер може виконати подальше збільшення транзитної потужності. В даний час визначення максимально допустимого перетоку активної потужності через перетин диспетчер виконує вручну. При цьому доцільно рекомендувати використовувати представлену групу кривих, що дозволяє провести оцінку максимально допустимого перетоку активної потужності із врахуванням рівнів напруги на відповідних (критичних) СШ.

Висновки. Розглянуто найбільш поширені в європейських енергетичних системах методи аналізу статичної стійкості за напругою, а саме аналіз $V-Q$ чутливості (чутливість напруги на СШ від змін реактивного навантаження на СШ) та методи $Q-V$ та $P-V$ кривих. Показано, що аналіз $V-Q$ чутливості дає можливість досить оперативно оцінити стан усіх систем шин в енергосистемі та ступінь їхнього взаємного впливу, а методи $Q-V$ та $P-V$ кривих дозволяють детально досліджувати та аналізувати режими роботи систем шин.

Проведено дослідження стійкості за напругою на тестовій схемі IEEE, визначено найбільш критичні СШ та сформульовано фактори, що можуть призводити до порушення стійкості в цих точках. При цьому виявлено, що «слабкість» систем шин відносно напруги визначається не тільки параметрами мережі, але і режимом роботи енергосистеми. Тому отримані на етапі планування режимів запаси зі стійкості за напругою та допустимі перетоки через перетини потребують оперативного уточнення в режимі «on-line». За таких обставин автоматизований контроль за наявними резервами з реактивної потужності для забезпечення стабільної роботи енергосистеми є невід'ємною частиною роботи системного оператора.

Запропонований підхід слід рекомендувати для застосування у великих енергетичних системах, таких як ОЕС України, що дозволить виконувати автоматизований аналіз та моніторинг стій-

Із графіків на рис. 5. видно, що при зменшенні коефіцієнта потужності ($\cos\varphi$), тобто із збільшенням споживання реактивної потужності, значно зменшуються запаси за статичною стійкістю та пропускну спроможність перетину. Це підтверджує положення, що нестача реактивної потужності (або значне її споживання) можуть суттєво впливати на транзит активної потужності та стійкість всієї системи. Також

кості за напругою як на етапі планування режимів, так і на етапі оперативного керування. В першу чергу, це стосується таких напружених перетинів як ОЕС України – Крим.

1. *Веников В.А.* Переходные электромеханические процессы в электрических системах. – М.: Высшая школа. – 1985. – 536 с.
2. *ГКД 34.20.575–2003.* Галузевий керівний документ. Стійкість енергосистем. Керівні вказівки. Інструкція. Видання офіційне.
3. *Жданов П.С.* Вопросы устойчивости электрических систем. – М.: Энергия. – 1979. – 456 с.
4. *Кириленко О.В., Павловський В.В.* Режимне застосування систем гнучких передач змінним струмом в енергосистемах // Техн. електродинаміка. Тем. випуск. «Силова електроніка та енергоефективність». – 2007. – Ч. 1. – С. 88–91.
5. *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.
6. *Коган Ф.Л.* О причинах развития известной аварии в Московской энергосистеме // Электричество. – 2008. – № 5. – С. 69–72.
7. *Обзор мировой энергетики* // Энергоэксперт. – 2008. – № 4.
8. *Стогий Б.С., Кириленко О.В., Павловський В.В., Левконюк А.В.* Підвищення пропускної здатності «слабких» перетинів енергосистем з використанням технології ГПЗС (FACTS) // Техн. електродинаміка. – 2009. – №2. – С. 63–68.
9. *Электрические системы. Математические задачи электроэнергетики.* Учебник для студентов вузов под ред. В.А.Веникова, - 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 1981. – 288 с.
10. *Ajjarapu V.* Computational techniques for voltage stability assessment and control. – Springer, 2006. – 250 p.
11. *CIGRE Session 43 Preferential subjects* (<http://www.cegre.org>)
12. *Cutsem V., Vournas T., Kluwer C.* Voltage Stability of Electric Power Systems – Kluwer Academic Publishers Group, Boston, 1998. – 379 p.
13. *Final Report on the August 14, 2003 Blackout in the United States and Canada: Causes and Recommendations.* – 2003.
14. *Flatabo N., Ognedal R., Carlsen T.* Voltage Stability Condition in a Power Transmission System Calculated by Sensitivity Methods // IEEE Trans. – 1990. – Vol. 5. – № 4. – Pp. 1286–1293.
15. *Kodsi S.K.M., Canizares C.A.* Modeling and simulation of IEEE 14 bus system with facts controllers. Technical Report, University of Waterloo. – 2003. – 54 p.
16. *Kundur P.* Power system stability and control – McGraw-Hill, 1994. – 1176 p.
17. *Kundur P., Paserba J., Ajjarapu V. and other.* Definition and classification of power system stability IEEE/CIGRE joint task force on stability terms and definitions // IEEE Trans. On Pow. Sys. – 2004. – V. 19 – № 2. – Pp. 1387–1401.
18. *Pinto H.J.C.P., Martins N., Vieira X. and other.* Modal Analysis For Voltage Stability: Application at Base Case and Point of Collapse / Bulk Power System Voltage Phenomena – III Voltage Stability, Security & Control Conference, Davos, Switzerland, 22–26 August 1994.
19. *The grid code.* National Grid Electricity Transmission plc. 2006. [Online].
20. *Transmission Code 2007.* Network and System Rules of the German Transmission System Operators. BDEW, 2007. [Online].

Надійшла 19.01.2010

УДК 621.317

И.А. Брагинец, канд. техн. наук, Е. А. Зайцев (Институт электродинамики НАН Украины, Киев)**ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ФАЗОВЫХ ЛАЗЕРНЫХ ДАТЧИКОВ ВИБРАЦИЙ**

Рассмотрена возможность расширения частотного диапазона датчика вибрации до 1000 Гц. Предложена структурная схема измерителя, для которой оценена случайная погрешность. Описан алгоритм адаптивной компенсации гармонических помех. Приведены результаты экспериментальных исследований макета прибора.

Розглянуто можливість розширення частотного діапазону датчика вібрації до 1000 Гц. Запропоновано структурну схему вимірювача, для якої оцінено випадкову похибку. Описано алгоритм адаптивної компенсації гармонічних завад. Наведено результати експериментальних досліджень макета приладу.

Одной из актуальных проблем современной техники является измерение различных параметров диффузно-отражающих поверхностей объектов, которые в подавляющем большинстве испытывают воздействие вибрационных нагрузок [8]. В качестве примеров можно привести контроль параметров деталей и механизмов, оценку параметров вибраций корпусов ракет и самолетов и т.п. При определении амплитуды и частоты вибраций таких объектов возникает необходимость в бесконтактных измерительных устройствах, то есть в выполнении измерений на расстоянии нескольких метров до контролируемого объекта [2] без предварительной установки на него дополнительных устройств (угловок, катафотных или других отражателей), а также без нанесения отражающих покрытий, штрихов, растров [9].

Наибольшее распространение среди бесконтактных измерителей вибраций (оптических, ультразвуковых, емкостных, вихретоковых и др.) получили оптические измерители. К ним относятся лазерные датчики вибраций, работающие в довольно широком диапазоне амплитуд вибраций – от 1 мкм до 1–2 см на расстоянии нескольких сантиметров от объекта измерения. Стоимость приборов при этом составляет десятки тысяч долларов и разрабатываются они, как правило, зарубежными фирмами. Принцип действия бесконтактных измерителей чаще всего основан на применении эффекта Доплера с использованием полупроводникового излучателя. К устройствам подобного типа относятся и лазерный виброметр-анализатор "Оптовибр" (производство ООО "Сенсор-Славутич", Украина) [16] и портативный цифровой виброметр PDV-100 (производство Polytec GmbH Германия) [15]. Одним из существенных недостатков таких измерителей является достаточно дорогостоящая и сложная оптическая часть. Кроме того, их использование затруднено, если исследуемые колебания имеют сложную форму и относительно большую амплитуду (т.е. значительно превышающую длину волны лазерного излучения, достигая десятков мм). Также жесткие требования предъявляются к пространственной и временной когерентности лазерного источника излучения и к "качеству" отражающей поверхности, а расстояние до измеряемой поверхности не должно превышать десятки сантиметров. Все это существенно затрудняет использование бесконтактных измерителей при оценке вибраций изделий авиа- и ракетно-космической техники.

Перемещения и вибрации могут быть также оценены с помощью приборов, в основу действия которых положена модуляция интенсивности оптического излучения и основанных на фазовом методе измерения расстояния. В данных приборах вибрации исследуемой поверхности приводят к фазовой модуляции высокочастотной огибающей применяемого оптического сигнала [9]. Использование алгоритма преобразования Гильберта, практически реализующего структуру оптимального фазометра, позволяет выделить фазовую модуляцию исследуемого сигнала и существенно уменьшить влияние "паразитной" амплитудной модуляции на результат измерения [2]. Основные преимущества таких

© Брагинец И.А., Зайцев Е.А., 2010

приборов, в отличие от приведенных выше, заключаются в следующем: расстояние до измеряемой поверхности может достигать десятка метров; измерения производятся от диффузно-отражающих объектов; отсутствует контакт с поверхностью, что важно при наличии агрессивных сред. Также приборы обладают высокой помехоустойчивостью при наличии промышленных электромагнитных полей и радиационного излучения, а показания не зависят от температуры поверхности измерения.

В [2] рассмотрен датчик низкочастотных вибраций этого типа, работающий в диапазоне частот 3–100 Гц. Среднеквадратическое значение погрешности такого прибора при оценке амплитуды составляет 0,04 мм, порог срабатывания сигнала – 0,12 мм.

Для решения актуальной задачи расширения частного диапазона такого датчика вибраций предложена структурная схема, которая показана на рис. 1. На схеме приняты следующие обозначения: Об – объектив; КО – контролируемый диффузно-отражающий объект; ЛИ – полупроводниковый лазерный излучатель; Γ_{ω} – генератор модулирующих колебаний (частота модуляции $f_M = 25$ МГц); Γ_T – гетеродин; ФП – фотоприемник; См1, См2 – смесители; АТ – автоматический аттенуатор; ФВ – перестраиваемый фазовращатель; ШУ1, ШУ2 – широкополосные усилители; ПФ1, ПФ2 – полосовые фильтры; СД1, СД2 – синхронные детекторы; И – инвертор; ФЦ1, ФЦ2 – фазосдвигающие цепочки, соответственно на $+45^\circ$ и -45° ; К1, К2 – компараторы; КМ – коммутатор; ДУ – дифференциальный усилитель; АЦП – аналого-цифровой преобразователь напряжения; МС – микропроцессорная система; Инт – интерфейс; ПК – персональный компьютер; ШФ – шинный формирователь; ПО – специализированное программное обеспечение.

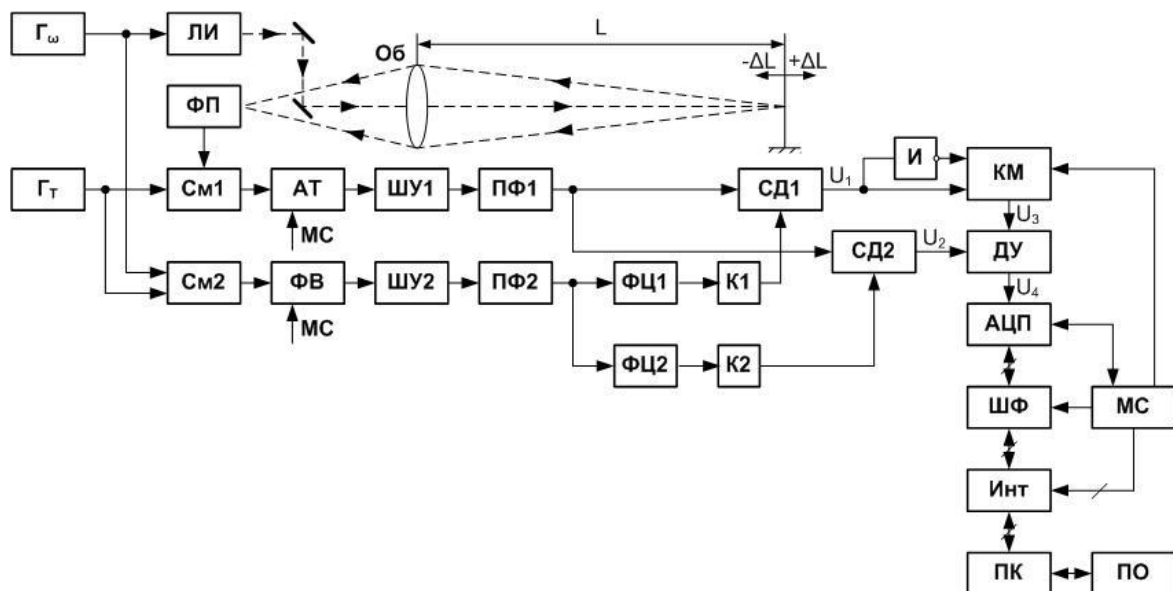


Рис. 1

Основным отличием рассматриваемой схемы от предложенной в [2] является повышение скорости пересылки данных за счет использования LPT-порта и соответствующих разработанных программ. Принцип работы такого датчика вибраций во многом аналогичен принципу работы датчика, разработанного в [2]. На контролируемый объект через Об направляется лазерное излучение, модулированное по интенсивности. Оптический сигнал, отраженный от КО, попадает на ФП. При этом фазовый сдвиг выходного напряжения ФП относительно опорного пропорционален измеряемому расстоянию L до КО. Фазоизмерительное устройство содержит два канала: измерительный (АТ, ШУ, ПФ1) и опорный (ФВ, ШУ2, ПФ2, ФЦ1, ФЦ2, К1, К2). Опорным каналом формируется напряжение прямоугольной формы, которое является управляющим для СД1 и СД2. Измерение выполняется в два такта за счет изменения опорного напряжения на $\pm 45^\circ$, что осуществляется фазосдвигающими цепочками ФЦ1 и ФЦ2. В конечном итоге определение фазового сдвига осуществляется с помощью преобразования Гильберта. На выходах СД1 и СД2 формируются квадратурные составляющие U_1 и U_2 исследуемого сигнала. Подстраивая фазовращатель ФВ, добиваемся выпол-

нения равенства $|U_1| = |U_2|$ [2]. В этом случае $U_3 \approx U_2$, а напряжение U_1 подается на один из входов ДУ либо через И, либо непосредственно (рис. 1). При этом выходное напряжение ДУ $U_4 = U_3 - U_2 \approx 0$. При наличии вибраций контролируемого объекта точное значение выходного напряжения ДУ определяется как [2]

$$U_4 = U_m \cos[\Delta\varphi + \varphi(t) + \pi/4] - U_m \cos[\Delta\varphi + \varphi(t) - \pi/4] = \sqrt{2}U_m \sin[\Delta\varphi + \varphi(t)], \quad (1)$$

где U_m – амплитуда входного сигнала СД1 и СД2; $\Delta\varphi$ – отклонение фазового сдвига от значения $\pi/2$, $\Delta\varphi \ll 1$; $\varphi(t)$ – фазовый сдвиг, определяемый вибрациями КО, пропорциональный перемещениям $\pm\Delta L$. При наличии малых вибраций, т.е. $|\varphi(t)| \ll 1$, выражение (1) можно записать в виде

$$U_4 \approx \sqrt{2}U_m [\Delta\varphi + \varphi(t)]. \quad (2)$$

Применив БПФ к (2), определим амплитудный спектр $A(f)$ сигнала U_4 , который можно представить следующим образом:

$$A(f) = A_C(f) + A_{\Sigma Ш}(f), \quad (3)$$

где $A_C(f)$ – спектр информативного сигнала; $A_{\Sigma Ш}(f)$ – спектр шумового сигнала.

Составляющая $A_{\Sigma Ш}(f)$ определяется при отсутствии вибрации и, в свою очередь, может быть представлена в виде

$$A_{\Sigma Ш}(f) = A_{ШБ}(f) + A_{ШГ}(f), \quad (4)$$

где $A_{ШБ}(f)$ – спектральная составляющая "белого" шума; $A_{ШГ}(f)$ – спектральная составляющая гармонических помех, возникающих в приборе под действием сетевых наводок, промышленных помех и т.п.

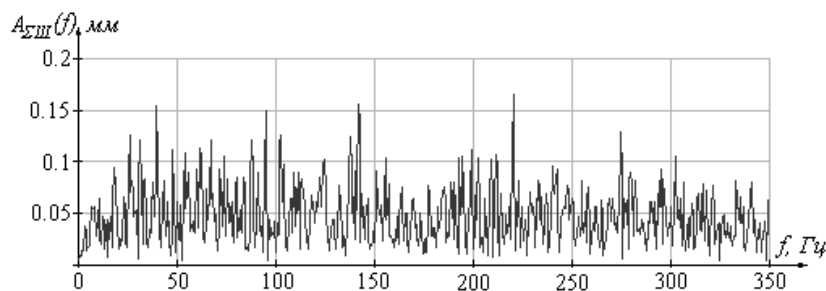


Рис. 2

спектр шумового сигнала $\overline{A_{\Sigma Ш}(f)}$ после усреднения результатов измерения.

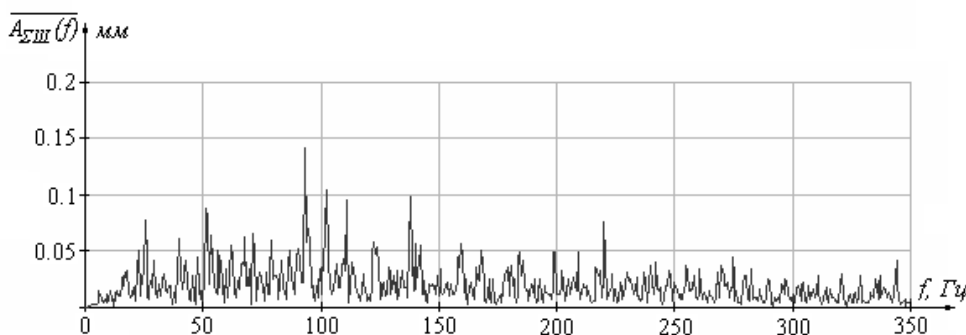


Рис. 3

Рассмотрим подробнее алгоритм определения шумового сигнала $A_{\Sigma Ш}(f)$. С этой целью производим измерения шумового сигнала и вычисление его амплитудного спектра (рис. 2). Измерения повторяем 5 раз. Это позволяет выделить на фоне смеси нестационарного случайного процесса периодически повторяющиеся сигналы (гармоники) [1]. На рис. 3 показан амплитудный

Находим гармонические спектральные составляющие $A_{ШГ}(f)$ из условия, что их амплитуды в 4 раза превышают СКО $\overline{A_{\Sigma Ш}(f)}$ [7]. После этого определяем значения ограничивающих частот F_1 и F_2 , F_3 и F_4 , ..., F_{2q-1} и F_{2q} (q – спектральные составляющие гармонических помех).

Для численной оценки одной их спектральных составляющих, построенной путем интерполяции участков между

значениями F_1 и F_2 , предлагается использовать метод "центра тяжести". В основу метода положена аналогия с методом определения временного положения импульсных сигналов, при реализации которого используется следящее стробирующее преобразование [14]. Для этого предлагается найти центр симметрии кривой $A1_{\text{шГ}}(f)$ (рис. 4) амплитудного спектра дискретного сигнала, ограниченного

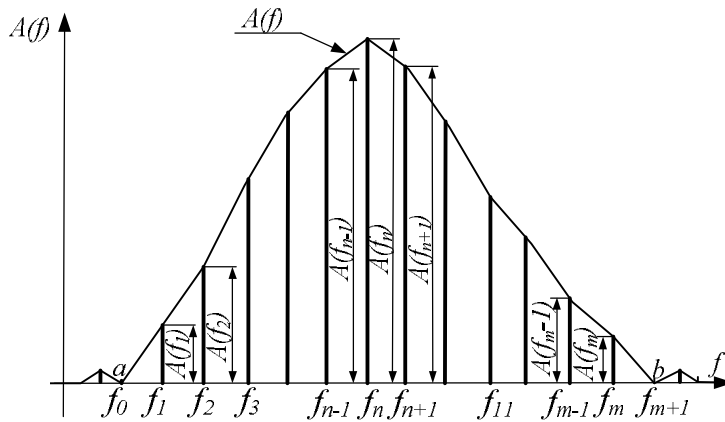


Рис. 4

$S_{\text{лев}}$ и "правой" $S_{\text{прав}}$ половин фигуры, ограниченной кривой $A1_{\text{шГ}}(f)$ и участком (a, b) на оси абсцисс и разделенной линией, представляющей спектральную составляющую с максимальной амплитудой $A1_{\text{шГ}}(f_n)$. Принятый критерий [4] учитывает энергетические свойства исследуемого сигнала. В этом случае площади с некоторым приближением могут быть найдены по формулам [7]

$$S_{\text{лев}}(n) = \sum_{j=1}^n A1_{\text{шГ}}(f_j) \cdot (f_j - f_{j-1}); \quad (5)$$

$$S_{\text{прав}}(n) = \sum_{j=n}^m A1_{\text{шГ}}(f_j) \cdot (f_{j+1} - f_j), \quad (6)$$

где $A1_{\text{шГ}}(f_j)$ и f_j, f_{j-1}, f_{j+1} – соответственно амплитуды и частоты спектральных составляющих сигнала; j – целые числа, $j=1 \dots m$; n и m – целые числа (согласно рис. 4 $n=6, m=12$).

Разности $(f_j - f_{j-1})$ и $(f_{j+1} - f_j)$ в выражениях (5) и (6) при всех значениях j имеют одинаковую величину и представляют собой шаг дискретизации (частотное разрешение) Δf при спектральном представлении исследуемого гармонического сигнала. Поэтому эти разности в (5) и (6) можно вынести за знак суммы. Тогда квадраты площадей $S_{\text{лев}}^2(n)$ и $S_{\text{прав}}^2(n)$ будут иметь вид [7]

$$P_{\text{лев}}(n) = S_{\text{лев}}^2(n) = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^n A1_{\text{шГ}}^2(f_j), \quad (7)$$

$$P_{\text{прав}}(n) = S_{\text{прав}}^2(n) = (\Delta f)^2 \sum_{j=n}^m A1_{\text{шГ}}^2(f_j). \quad (8)$$

Методика определения центра симметрии кривой $A1_{\text{шГ}}(f)$ состоит в следующем. Если вычисленные по формулам (7) и (8) $P_{\text{лев}}(n) = P_{\text{прав}}(n)$, то центр симметрии находится на линии, соответствующей спектральной составляющей $A1_{\text{шГ}}(f)$. При этом частота выходной величины измерительной системы f_x предварительно может быть принята равной f_n . В случае, когда $P_{\text{лев}}(n) > P_{\text{прав}}(n)$, вычисляются квадраты площадей, разделенных линией спектральной составляющей f_{n-1} (рис. 4)

$$P_{\text{лев}}(n-1) = S_{\text{лев}}^2(n-1) = (\Delta f)^2 \sum_{j=1}^{n-1} A1_{\text{шГ}}^2(f_j), \quad (9)$$

$$P_{\text{прав}}(n-1) = S_{\text{прав}}^2(n-1) = (\Delta f)^2 \sum_{j=n-1}^m A1_{\text{шГ}}^2(f_j). \quad (10)$$

Если при последующем сравнении окажется, что $P_{\text{лев}}(n-1) < P_{\text{прав}}(n-1)$, то действительное значение частоты f_x равно

точками F_1 и F_2 (по аналогии можно найти $A2_{\text{шГ}}(f)$ для точек F_3 и $F_4, \dots, Am_{\text{шГ}}(f)$ для F_{2q-1} и F_{2q}) [7].

Для упрощения обозначим F_1 как "a" и F_2 – как "b". Точки "a" и "b" на этой кривой соответствуют минимальным значениям составляющих спектра (в данном случае нулю). Тогда внутри промежутка (a, b) на оси абсцисс окажутся m последовательных точек f_1, f_2, \dots, f_m ; для единообразия обозначим "a" через f_0 , а "b" – через f_{m+1} . Центр симметрии кривой $A1_{\text{шГ}}(f)$ определяется путем использования критерия равенства квадратов площадей "левой"

$$f_x = f_{n-1} + \Delta f \cdot \beta, \quad (11)$$

где $0 \leq \beta \leq 1$. Приняв в точке экстремума линейную модель зависимости площадей от значения β , можно записать:

$$P_{лев}(\beta) = P_{лев}(n-1) + \beta [P_{прав}(n-1) - P_{лев}(n-1)]; \quad (12)$$

$$P_{прав}(\beta) = P_{прав}(n-1) - \beta [P_{лев}(n) - P_{прав}(n)]. \quad (13)$$

Используя (12) и (13), находим значение β из условия равенства площадей $P_{лев}(\beta) = P_{прав}(\beta)$:

$$\beta = \frac{P_{прав}(n-1) - P_{лев}(n-1)}{P_{прав}(n-1) - P_{лев}(n-1) + P_{лев}(n) - P_{прав}(n)}. \quad (14)$$

Определив значение β и подставив его в (11), находим значение f_x . Если при сравнении левой и правой площадей вновь $P_{лев}(n-1) > P_{прав}(n-1)$, то линия раздела площади всей фигуры проводится через точку f_{n-2} (рис. 4) и определяется значение f_x по описанной выше методике [7].

Аналогичным образом можно определить f_x в случае, когда $P_{лев}(n) < P_{прав}(n)$. Тогда общая площадь разделяется линией спектральной составляющей f_{n+1} (рис. 4) и проводятся соответствующие вычисления.

После проведенных вычислений определяем спектр гармонической помехи $A'_{шп}(f)$ без учета влияния "белого" шума. Для найденных ранее гармоник формируем полигармонический синусоидальный сигнал, для которого находим спектр. В результате электронного моделирования в стандартном математическом программном пакете установлено, что погрешность оценки частоты при использовании предложенной методике не превышает 0,25 %. Далее производим измерение исследуемого сигнала $U_4(t)$ (рис. 5). Для адаптивной компенсации помехи из спектра исследуемого сигнала $A(f)$ вычитаем спектр сформированной гармонической составляющей помехи $A'_{шп}(f)$. В результате получаем спектр исследуемого сигнала $A_C(f)$ (рис. 6). Как видно из рис. 6, частоты вибра-

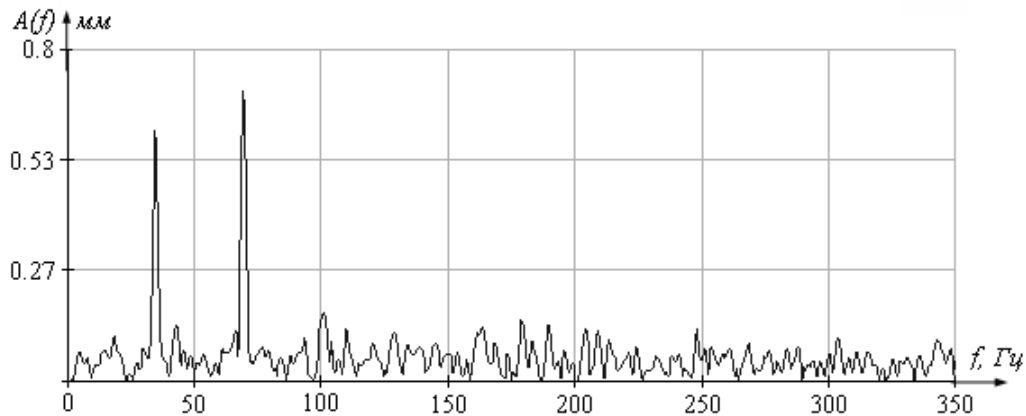


Рис. 5

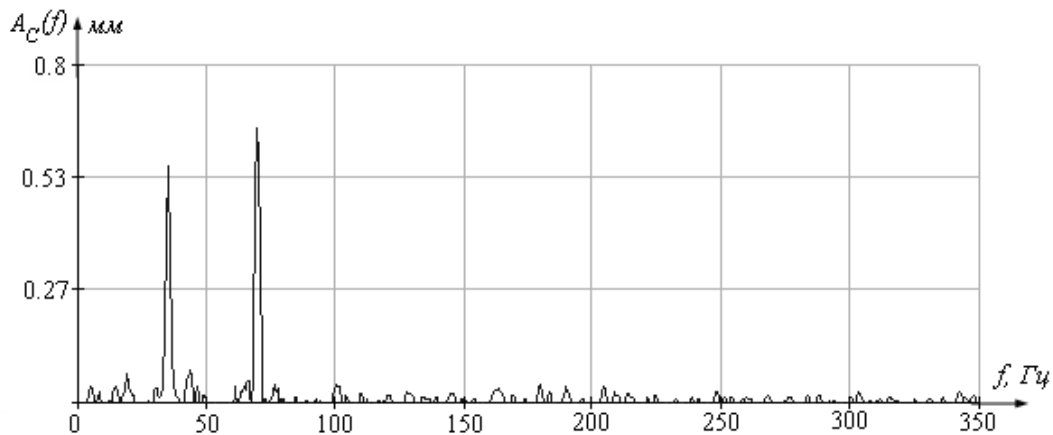


Рис. 6

ций составляют 30 Гц и 75 Гц.

Экспериментальные данные, показанные на рис. 2, 3, 5 и 6, получены при исследовании вибраций электродвигателя ДПР-32-Н1-07. Дискретизация сигнала U_4 осуществляется с помощью АЦП, управляемого МС. В качестве АЦП может быть использован 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь AD676 с максимальной частотой дискретизации исследуемого сигнала, равной $f_{\text{dmax}} = 100$ кГц [11].

Данные в ПК пересылаются с помощью микропроцессорной системы МС с использованием параллельного интерфейса (LPT) [5]. В качестве МС в датчике вибраций применяется микропроцессор AT89S8252 фирмы Atmel. В ходе эксперимента с оценкой времени передачи данных установлено, что использование LPT-порта позволило увеличить частоту опроса ОЗУ до 13 кГц за счет организации непосредственного обмена данными между АЦП и ПК через ШФ, а не через используемый ранее последовательный порт. В последнем случае данные пересылались со скоростью 9600 бит, а частота опроса с учетом возникающих временных задержек в протекающих преобразовательных процессах составляла 833 Гц [2]. С учетом аппаратных особенностей LPT-интерфейса и используемого микропроцессора разработано программное обеспечение ПО для взаимодействия последнего с ПК. Работа ПО основана на передаче данных в ПК по LPT интерфейсу от АЦП. Передача осуществляется посредством последовательного опроса группы линий ШФ. В данном случае для передачи информации используются 4 линии. Переданные данные заносятся в файл, записываемый на жесткий диск ПК. Далее сформированный в ПК файл используется вычислительными программами для проведения цифрового анализа спектра исследуемых колебаний.

Для качественной работы рассматриваемого оптико-электронного прибора важно обеспечение максимально возможного соотношения между полезным сигналом и шумами на выходе фотоприемника. Отношение сигнал/шум ρ на выходе фотоприемника ФП определяется дробовым шумом и тепловыми шумами нагрузки R_H ФП [6].

Определим мощность светового излучения полупроводникового лазера, которое, отразившись от контролируемого объекта, падает на фотоприемник [12]

$$\Phi_{\text{сигн}} \approx \frac{D^2}{L^2} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot P_{\text{лш}} \cdot \chi, \quad (15)$$

где $D=5,8$ см – диаметр объектива дальномерной системы; $L=10$ м – расстояние до контролируемого объекта; $P_{\text{лш}}=20$ мВт – мощность лазерного излучателя; $\chi=0,2$ – коэффициент отражения светового излучения от объекта [3]. После вычислений получаем $\Phi_{\text{сигн}} \approx 0,43 \cdot 10^{-7}$ Вт.

Действующее значение тока фотоприемника, обусловленного дробовым шумом [3]

$$I_{\text{дш}} = \sqrt{2 \cdot e \cdot i_0 \cdot M \cdot F_w \cdot \Delta f_n}, \quad (16)$$

где $e=1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; i_0 – начальный ток фотоприемника (выбирается исходя из минимального значения амплитудно-фазовой погрешности ФП (оценивалось экспериментально)), $i_0 = 5$ мкА; $F_w = M^x$ – коэффициент шума, $M=10$, $x=0,2 \dots 1,0$ – коэффициент зависимости коэффициента шума от материала и типа носителя, вызывающих лавину, и от значения напряжения питания фотоприемника, в данном случае выбираем $x=0,6$; $\Delta f_n = 3$ кГц – полоса пропускания измерительного канала. С учетом этого $I_{\text{дш}} = 4,3 \cdot 10^{-10}$ А [6].

Кроме дробовых шумов имеют место и тепловые шумы, определяемые сопротивлением электронной цепи. В том случае, когда $R_{\text{фп}} \gg R_H$, где $R_{\text{фп}}$, R_H – сопротивление фотоприемника и нагрузки соответственно, тепловой шум определяется сопротивлением нагрузки [11].

Напряжение тепловых шумов на нагрузке фотоприемника в полосе частот Δf_n определяется [12]

$$U_{\text{тш}} = \sqrt{4kTR_H}, \quad (17)$$

где k – постоянная Больцмана, $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T – температура резистора, принимаем $T=296$ К; R_H – сопротивление нагрузки, $R_H=5$ кОм.

После подстановки в (17) численных значений, получим $U_{\text{тш}} \approx 0,5$ мкВ.

Результирующее действующее напряжение шумов

$$U_{ш} = \left(U_{тш}^2 + (I_{дш} \cdot R_H)^2 \right)^{0,5} \approx 0,84 \text{ мкВ.}$$

Значение тока фотоприемника, возникающего под действием оптической мощности исследуемого сигнала, равно [3]

$$I_C = S \cdot M \cdot \Phi_{сигн} = 0,17 \text{ мкА,}$$

где S – чувствительность фотоприемника, $S=0,5$ А/Вт.

При этом отношение сигнал/шум на выходе фотоприемника $\rho = I_C \cdot R_H / U_{ш} \approx 1000$.

Считаем, что измерения между собой некоррелированы и число измерений $N_{изм.}=1000$. Длина волны лазерного излучения $\lambda \approx 6000$ нм. Тогда погрешность одного измерения при определении амплитуды вибрации $\Delta A = \lambda / \rho \cdot 2\pi = 1$ мм при времени измерения 0,1 с. Суммарная погрешность определения амплитуды вибраций $\Delta A_{\Sigma} = 1 / \sqrt{N_{изм.}} = 0,03$ мм. Для уменьшения суммарной погрешности предлагается увеличить $N_{изм.}$.

Применение разработанной структурной схемы и рассмотренных алгоритмов оценки амплитуд "гармонических" помех позволило осуществить оценку амплитуд исследуемых колебаний с решающей способностью $\sigma \leq 0,06$ мм. В ходе экспериментальных исследований установлено, что предельный порог обнаружения сигнала вибрации достигает 0,06 мм, а среднее квадратическое значение случайной погрешности оценки амплитуды вибраций составляет 0,012 мм. Максимальное значение определяемых амплитуд вибраций не превышает 20 мм.

1. Бендат Дж., Пирсол А. Измерение и анализ случайных процессов: Пер. с англ. Матушевского Г.В., Привальского В.Е. – М.: Мир, 1974. – 464 с.
2. Брагинец И.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный измеритель низкочастотных вибраций // Техн. электродинамика. – 2006. – № 5. – С. 74–76.
3. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 504 с.
4. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для ВУЗов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Сов. радио, 1977. – 608 с.
5. Гук М.Ю. Аппаратные интерфейсы ПК. – СПб.: Питер, 2002. 528 с.
6. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д. Лазерный волоконно-оптический измеритель зазоров в гидрогенераторах // Техн. электродинамика. – 2008. – № 2. – С. 51–58.
7. Зайцев Е.А., Кононенко А.Г., Масюренко Ю.А., Ниженский А.Д., Орнатский И.А. Специфические погрешности фазово-частотных измерителей расстояния // Техн. электродинамика. – 2009. – № 3. – С. 50–54.
8. Приборы и системы для измерения вибраций, шума и удара. В 2-х кн. Кн 1. / Под. Ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1978. – 448 с.
9. Приборы и системы для измерения вибраций, шума и удара. В 2-х кн. Кн 2. / Под. Ред. В.В. Клюева. – М.: Машиностроение, 1978. – 439 с.
10. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – 2-е изд, исправл. – М.: Наука, 1965. – 275 с.
11. Шевцов Э.А., Белкин М.Е. Фотоприемные устройства волоконно-оптических систем передачи. – М.: Радио и связь, 1992. – 224 с.
12. Якушенков Ю.Г. Теория и расчет оптико-электронных приборов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Машиностроение, 1989. – 360 с.
13. Analog Device, 16-Bit 100 kSPS, Sampling ADC, REV. A, print USA. – 16 p.
14. Shkolnik M.I. Introduction to Radar System. – McGraw, 1981. – 582 p.
15. [http:// www.polytec.com](http://www.polytec.com)
16. [http:// www.snsy.com.ua](http://www.snsy.com.ua)

Надійшла 03.11.2009

В. Ю. Розов, чл.-корр. НАН Украины (Научно-технический центр магнетизма технических объектов НАН Украины, Харьков)

К 40-ЛЕТИЮ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОГО ЦЕНТРА МАГНЕТИЗМА ТЕХНИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ НАН УКРАИНЫ. ИСТОРИЯ, ДОСТИЖЕНИЯ, ПЕРСПЕКТИВЫ

Кратко изложены история и достижения Научно-технического центра магнетизма технических объектов НАН Украины за 1970-2010 гг.

Коротко викладені історія та досягнення Науково-технічного центру магнетизму технічних об'єктів НАН України за 1970-2010 рр.

В июне 2010 года исполняется 40 лет со дня основания Научно-технического центра магнетизма технических объектов НАН Украины. За эти годы пройден сложный путь формирования научного коллектива Центра и развития его уникальной исследовательской базы, создания и последующего развития нового научного направления в электротехнике – «магнетизм технических объектов», формирования научных школ, решения практических задач магнетизма технических объектов разных классов. В настоящей статье на основе официальных материалов, а также обобщения воспоминаний автора и ветеранов Центра предпринята попытка дать объективную оценку исторических событий в его жизни.

История создания. В конце 50-х годов 20 века в СССР началось строительство атомных подводных лодок и кораблей противоминной обороны (тральщиков) с немагнитными корпусами, что позволяло существенно улучшить защищенность и скрытность этих кораблей по магнитному полю. При этом основным источником их внешнего магнитного поля стали электрические токи и намагниченность корабельного оборудования. В этой связи в Минэлектротехпроме СССР начались интенсивные работы по созданию так называемого «маломангнитного» корабельного электрооборудования, характеризуемого сниженным на один-два порядка уровнем его внешнего магнитного поля. Работы выполнялись под научным руководством ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова (г. Санкт-Петербург).

В соответствии с решением Военно-промышленной комиссии (ВПК) при ЦК КПСС и СМ СССР, одним из основных поставщиков корабельного маломангнитного электрооборудования был назначен Харьковский электромеханический завод (ХЭМЗ). В рамках этого решения Постановлением Совета министров УССР от 25.09.59 №1787 было предусмотрено строительство на окраине г. Харькова, в зоне «магнитной тишины», лабораторного корпуса №1 ХЭМЗ с магнитоизмерительным стендом для магнитных испытаний корабельного электрооборудования постоянного и переменного тока мощностью до 500 кВт и массой до 3 тонн. Проектирование выполнялось по техническому заданию ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова совместно с ВНИИ метрологии им. Д.И. Менделеева Госстандарта СССР на основе последних на то время научных достижений в области экспериментальных исследований корабельного магнетизма и магнитометрии слабого магнитного поля. Строительство было начато в 1960 году и завершено в 1964 году.

Лабораторный корпус (ныне Магнитодинамический комплекс) представлял собой одноэтажное здание длиной 104 м и площадью около 2000 м². Здание состояло из магнитоизмерительного стенда площадью 450 м², выполненного из немагнитных материалов (специальный кирпич, дерево, латунь, немагнитные стали) и удаленных от него систем электропитания постоянного и переменного (50 Гц, 400 Гц) тока мощностью 800 кВА. Магнитоизмерительный стенд размещен посередине технологического земельного участка площадью 5,3 Га, свободного от источников магнитного поля и ориентирован в направлении Восток-Запад. Стенд снабжен секционированной системой катушек Гельмгольца размерами 12×12×16 м с питанием регулируемым высококачественным постоянным током (0 – 100 А) и напряжением 150 В от системы кислотных аккумуляторных батарей, что позволяет компенсировать в рабочем пространстве стенда объемом 8 м³ магнитное поле Земли для выделения магнитного поля от остаточной намагниченности объекта, либо моделировать геомагнитную обстановку, соответствующую любой широтной зоне. Стенд был оснащен приборами ведущих мировых фирм – векторными феррозондовыми магнитометрами фирмы «Institut Dr. Foerster» (Германия) и анализаторами гармоник фирмы «Marconi Instruments» (Англия) с индукционными первичными преоб-

разователями, позволяющими измерять пространственные компоненты индукции постоянного и низкочастотного переменного (1-5000Гц) магнитного поля в диапазоне 10^{-3} - 10^{-9} Тл.

В 1963 году в НИИ Электро завода ХЭМЗ была создана лаборатория маломагнитного электрооборудования, в состав которой вошли зав. лаборатории Прокопов В.Е., а также научные сотрудники Волохов С.А., Соколов А.А., Соловьев В.Г. В 1964 году сотрудники лаборатории приступили к практическим работам по контролю магнитных характеристик электрооборудования номенклатуры ХЭМЗ (электрических машин, аппаратов, распределительных устройств) на магнитоизмерительном стенде, разработке методических рекомендаций по снижению его внешнего магнитного поля (ВМП). Аналогичные работы начали выполняться и на других электротехнических предприятиях страны, в т.ч. на Харьковском электротехническом заводе (ХЕЛЗ), заводе «Электромашина», г. Харьков, «Электросила», г. Санкт-Петербург, «Электровыпрямитель», г. Саранск, «Уралэлектротяжмаш», г. Екатеринбург, «Электромашина», г. Прокопьевск и др. Однако эти работы не давали результатов.

В 1968 году ход работ по созданию корабельного маломагнитного оборудования был признан неудовлетворительным. Постановлением ЦК КПСС и СМ СССР от 06.05.1968 г. №307-117 ряду министерств было поручено активизировать работу по созданию маломагнитного оборудования, в т.ч. образовать оперативную группу ВПК для ежеквартального контроля хода работ, в том числе по снижению ВМП электрооборудования (ЭО) по перечню из 40 наименований. Для выполнения этого решения лаборатория маломагнитного электрооборудования в 1969 г. была преобразована в отдел маломагнитного электрооборудования НИИ ХЭМЗ численностью около 50 человек, который функционировал под руководством известного специалиста по электрическим машинам В.Т. Островершенко. Отдел состоял из лаборатории электрических машин (зав. лаб. Волохов С.А.) и лаборатории электрических аппаратов (зав. лаб. Калиниченко В.М.).

К 1969 году на основе анализа многочисленных экспериментальных исследований ВМП различных групп ЭО, у ведущих сотрудников отдела маломагнитного электрооборудования НИИ ХЭМЗ возникло понимание того, что решение проблемы создания маломагнитного ЭО не может быть выполнено путем доработки существующего общепромышленного ЭО. Стало очевидным, что указанная представляет собой сложную научно-техническую задачу и требует проведения фундаментальных научных исследований в области электротехники, разработки специальных методов проектирования маломагнитного электрооборудования на их основе. Подтверждением этого факта являлись необъяснимые с точки зрения традиционного подхода магнитные явления, когда индукция ВМП машин постоянного тока при удалении от их корпуса сначала резко падала, а затем начинала расти. Непонятно было существенное различие (до 2-х раз) индукции ВМП асинхронного двигателя при его реверсе. Стало также очевидно, что существующая в то время методика контроля и нормирования ВМП ЭО была практически неработоспособна. Она основывалась на измерении индукции ВМП на определенном расстоянии от корпуса ЭО с последующей экстраполяцией данных измерений на контрольное расстояние 5 м и давала существенную погрешность. Методика также не давала возможности определить индивидуальные магнитные характеристики конкретного ЭО, что было необходимо для минимизации ВМП кораблей на этапе их проектирования.

Указанная концепция была доведена и обоснована зав. отделом маломагнитного электрооборудования НИИ ХЭМЗ Островершенко В.Т. руководству Минэлектротехпрома, что послужило основанием для постановки вопроса об организации в министерстве научных исследований по созданию маломагнитного ЭО. Подготовка решения этого вопроса была поручена Главному конструктору электрооборудования атомных подводных лодок, директору Всесоюзного научно-исследовательского института электромеханики (ВНИИЭМ), г. Москва академику Иосифьяну А.Г. По его предложению приказом Минэлектротехпрома СССР от 13.01.1970 г. №03 на основе отдела маломагнитного электрооборудования НИИ ХЭМЗ было создано Харьковское отделение ВНИИЭМ (ХО ВНИИЭМ) на самостоятельном балансе – головная организация по созданию корабельного электрооборудования в маломагнитном исполнении. Приказом директора ВНИИЭМ от 01.06.1970 г. № 152-к и.о. директора ХО ВНИИЭМ был назначен В.Т. Островершенко. Как самостоятельная организация Отделение начало функционировать в июне 1970 года. Эта дата и принята датой основания нашего Центра.

Кроме выполнения головных функций в отрасли, директор ВНИИЭМ академик А.Г. Иосифьян поставил перед коллективом ХО ВНИИЭМ ряд дополнительных задач. Основными из них были увеличение численности с привлечением специалистов высшей квалификации, развитие научных исследований по изучению электрооборудования как источника магнитного поля, подключение специалистов Отделения к работам по созданию маломагнитного электрооборудования для атомных

подводных лодок, в том числе для систем электродвижения, а также к созданию высококачественных статических преобразователей для питания размагничивающих устройств. Для решения этих задач было выделено необходимое бюджетное финансирование и лимит фонда заработной платы. В дальнейшем поставленные задачи были успешно выполнены.

В конце 1970 года директором ХО ВНИИЭМ был назначен Прокопов В.Е., а Островершенко В.Т. переведен на должность заместителя директора по научной работе, которую он занимал вплоть до 1991 года, фактически осуществляя руководство всеми научными исследованиями в Отделении.

Благодаря таланту руководителя, высокому профессионализму и личным человеческим качествам, Владлен Тимофеевич Островершенко сыграл выдающуюся роль в создании и последующем развитии Отделения. Его, наряду с академиком А.Г. Иосифьяном, по праву можно считать создателем Отделения. В настоящее время В.Т. Островершенко находится на заслуженном отдыхе.

Харьковское отделение ВНИИЭМ – головная организация по созданию маломагнитного электрооборудования (1970-1991 гг.). В течение 1970-1972 года численность ХО ВНИИЭМ была увеличена до 100 человек. Осуществлялся массовый прием молодых специалистов – выпускников кафедр электрических машин, электрических аппаратов, промышленной электроники Харьковского политехнического института. Поступили на работу молодые специалисты А.В. Ерисов и В.С. Лупиков. Был принят на работу ряд специалистов высшей квалификации и созданы два научных отдела. Под руководством к.т.н. Волохова С.А. – отдел маломагнитного электрооборудования №10, в состав которого вошли к.т.н. Устименко Л.Ю., к.т.н. Боев В.М., к.т.н. Волчек Ф.Р. Под руководством д.т.н. Шипилло В.П. – отдел статических преобразователей №20, в состав которого вошли к.т.н. Артеменко В.А., к.т.н. Сокович В.Ю., к.т.н. Молякко В.И. Основным направлением работ отдела №20 являлось решение проблемы создания статических преобразователей с высоким качеством выходной энергии для питания размагничивающих устройств кораблей.

В 1973 г. при ХО ВНИИЭМ было создано Военное Представительство заказчика (ПЗ 2079 МО) под руководством капитана 2-го ранга Конотопа Ю.Я. Благодаря своим высоким профессиональным и человеческим качествам, преданности Флоту, Конотоп Юрий Яковлевич, кроме выполнения своих формальных функциональных обязанностей, много сделал для развития экспериментальной базы Отделения, установления профессиональных связей с НИИ ВМФ и Главным управлением кораблестроения министерства обороны, проектными и производственными предприятиями Минсудпрома, ознакомления научных сотрудников с морскими объектами и морскими традициями. В настоящее время Ю.Я. Конотоп находится на заслуженном отдыхе.

В 1974 году, наряду с несомненными успехами в научно-технической деятельности, в коллективе ХО ВНИИЭМ начали возникать проблемы, связанные с не всегда корректным вмешательством директора Прокопова В.Е. в процесс научных исследований в отделах. Это в конечном итоге привело к конфликту и массовому увольнению с работы в 1974-1975 гг. ведущих сотрудников отдела №20 во главе с д.т.н. В.П. Шипилло. В 1975 году на вакантную должность зав. отделом №20 был принят к.т.н. Титов Д.М. Для усиления отдела №20 Титовым Д.М. из НИИ ХЭМЗ в 1976 году были приглашены специалисты по преобразовательной технике В.Ю. Розов, С.В. Петров. В 1979 году, после очередного конфликта с научными сотрудниками отдела №10, Прокопов В.Е. был снят с должности директора. В январе 1980 г. директором Отделения был назначен Титов Д.М., а на освободившееся место зав. отделом №20 – Розов В.Ю., который до этого занимал должность зав. лабораторией этого отдела.

Титов Дмитрий Мартынович, в отличие от Прокопова В.Е., использовал демократические принципы в руководстве, в основном не вмешиваясь в научный процесс и развитие научных исследований в Отделении. При его директорстве наступило спокойное время, наполненное результативной творческой работой, широким внедрением разработок в промышленное производство.

В 1988 году в стране началась кампания по тотальным выборам руководителей трудовыми коллективами. В нашей головной организации ВНИИЭМ к этому процессу отнеслись формально, понимая его искусственность. Однако к.т.н. Титов Д.М. решил провести в ХО ВНИИЭМ реальные выборы директора, в которых, кроме него, приняли участие к.т.н. Розов В.Ю., а также С.В.Петров. В результате директором был избран В.Ю. Розов. Приказом Министра электротехнической промышленности СССР от 07.12.1988 г. № 106-к Розов В.Ю. был утвержден в должности директора, которую занимает до настоящего времени.

В 1989 году Д.М. Титов ушел на преподавательскую работу профессором кафедры электротехники Харьковского инженерно-строительного института, стал известным в Харькове художником.

Благодаря своей толерантности, он и сегодня поддерживает дружеские отношения с коллективом.

Отдел маломагнитного электрооборудования (№10). Создателем и фактически бессменным руководителем отдела маломагнитного электрооборудования, основателем научного направления «магнетизм электрооборудования» является известный ученый-электротехник к.т.н. Волохов Сергей Алексеевич. Возглавив отдел в 1970 году, Волохов С.А. предложил и обосновал мультипольную математическую модель ЭО как источника магнитного поля, а также метод нормирования ВМП ЭО по его дипольным магнитным моментам (ММ). Под его научным руководством разработаны методы и средства измерения дипольного ММ ЭО на основе системы из 4-х трехкомпонентных датчиков индукции магнитного поля, которые в дальнейшем нашли широкое применение в промышленности. Результаты этой работы были положены в основу введенной в действие в 1973 году на предприятиях Минсудпрома и Минэлектротехпрома методики контроля и нормирования магнитных моментов (МКММ-73). Ее внедрение положило начало системной работе в отрасли по снижению ВМП ЭО и промышленному производству маломагнитного ЭО.

К.т.н. Волоховым С.А. совместно с к.т.н. Боевым В.М. созданы теоретические основы построения трехкомпонентных контурных статических магнитоизмерительных систем, основанных на измерении магнитного потока, и осуществлено их промышленное внедрение, что позволило снизить методическую погрешность измерения магнитных моментов ЭО.

Существенный вклад в создание теоретических основ моделирования и снижения ВМП ЭО внес к.т.н. Заутнер Ф.Л. Им была предложена вероятностная модель ВМП электрооборудования, построенная на основе вероятностно-статистического метода и обосновывающая возникновение дипольной гармоник магнитного поля ЭО технологической несимметрией его конструкции, разработаны расчетные методы прогнозирования уровня ВМП ЭО по его паспортным параметрам.

Основным результатом деятельности отдела №10 под руководством к.т.н. Волохова С.А. стала разработка научных основ технологии производства силового корабельного электрооборудования в маломагнитном исполнении и внедрение технологии на 20 промышленных предприятиях Минэлектротехпрома СССР. Разработанная технология, которая защищена 170 авторскими свидетельствами, состоит из последовательного применения при проектировании электрооборудования разработанных методов и средств снижения составляющих их ВМП от токов и намагниченности – конструктивно-технологических мероприятий, симметрирования, размагничивания, экранирования, компенсации. Внедрение технологии обеспечило уменьшение ВМП промышленного корабельного электрооборудования в 10-100 раз, что к середине 80-х годов 20-го века позволило на мировом уровне решить проблему скрытности и защищенности кораблей ВМФ СССР с немагнитными корпусами.

Существенный вклад в разработку и внедрение в промышленное производство маломагнитного электрооборудования внесли такие сотрудники отдела, как Ведмедь Р.А., Боев В.М., Ивлева Л.Ф., Гребенник Е.С., Морозов М.Е., Сокол А.В. – при разработке и внедрении в отрасли методик и средств измерений магнитных моментов ЭО; Соловьев В.Г., Сотников В.В., Теличко В.В. Волчек Ф.Р., Заутнер Ф.Л., Черноусов А.Е., Пилюгина О.Ю., Дейнеко Н.М. – при создании серий асинхронных электродвигателей и синхронных генераторов; Бовт В.М., Яценко Г.С., Гребенник Е.С. – при создании тральных генераторов и электромашинных усилителей; Калинин В.М., Ерисов А.В., Лупиков В.С., Поляков Е.А., Качанов П.В., Дегтярев В.И., Степаненко П.И., Чечельницкий С.А. – при создании силовых щитов, электрических аппаратов и статических преобразователей; Кильдишев А.В., Черноусов А.Е., Пилюгина О.Ю., Добродеев П.Н., Карнаух Л.А., Дейнеко Н.М. при разработке методов и средств снижения ВМП криогенных систем электродвижения морских объектов и крупных электрических машин; Качанов П.В., Хурсал С.В., Степаненко П.И., Панкратова Я.И. – при разработке серии корабельных локальных электромагнитных компенсаторов магнитного поля.

Отдел статических преобразователей (№20). Основателем, как отдела, так и научного направления по созданию регулируемых полупроводниковых источников постоянного тока с высоким качеством выходной энергии, является известный ученый в области теории систем регулирования с полупроводниковыми преобразователями электроэнергии д.т.н. Шипилло Валентин Павлович.

Возглавив отдел в 1970 году, В.П. Шипилло всесторонне исследовал статические и динамические характеристики мостовых трехфазных тиристорных выпрямителей с индуктивной нагрузкой с учетом дискретного характера преобразования энергии в них, сформулировал основные научные задачи по построению высококачественных источников постоянного тока на их основе: создание систем автоматического регулирования тока, обеспечивающих предельное быстродействие преобразователя в замкнутой структуре для эффективного подавления субгармоник пульсаций выходного тока

(0-50 Гц); разработка замкнутых избирательных систем для подавления неканонических гармоник пульсаций выходного тока на частотах 50, 100, 150 Гц; создание активных и пассивных фильтров для сглаживания низкочастотных пульсаций выходного тока (5-1000 Гц). Первые практические результаты работ по разработке высококачественных полупроводниковых источников постоянного тока были получены отделом №20 уже в 1971 году, когда были созданы тиристорные источники питания катушек Гельмгольца магнитоизмерительного стенда ХО ВНИИЭМ с выходными параметрами, близкими к параметрам аккумуляторной батареи. Ввод полупроводниковых источников в эксплуатацию позволил демонтировать громоздкую систему питания из кислотных аккумуляторных батарей и реостатов, освободить около 200 м² производственных площадей и упростить технологию измерений.

В дальнейшем начались работы по разработке промышленных тиристорных источников питания для размагничивающих устройств с низким уровнем пульсаций выходного тока совместно с ПО «Преобразователь», г. Запорожье. Однако, в связи с увольнением в 1974 году Шипилло В.П. и других ведущих сотрудников отдела, а также возникшими серьезными проблемами с обеспечением устойчивости совместной работы регуляторов и активного фильтра преобразователя при возмущениях по питающей сети, дальнейшие работы под руководством зав. лаб. Шуклина К.А. не дали положительного результата. В 1979 году они были остановлены.

Научные исследования по созданию источников питания размагничивающих устройств были возобновлены в 1980 году после назначения Розова В.Ю. зав. отделом №20. В результате выполненного анализа электромагнитных процессов в преобразователе в условиях нестабильной автономной питающей сети, а также анализа результатов выполненных ранее исследований, им были уточнены научные задачи по созданию высококачественных источников постоянного тока. Это разработка избирательных регуляторов на основе коммутационных фильтров в цепях обратных связей, инвариантных к частоте питающей сети; создание специальных быстродействующих систем управления тиристорами, обеспечивающих равноинтервальное включение тиристоров при несимметричной питающей сети; создание широкополосных силовых активных фильтров; синтез быстродействующей системы автоматического регулирования источника питания, обеспечивающей эффективную и устойчивую работу основного канала регулирования тока совместно с силовым активным фильтром в динамических режимах. Все эти научные задачи в дальнейшем были успешно решены, что в 1988-1992 гг. позволило создать промышленные высококачественные источники постоянного тока мощностью до 30 кВт с уровнем пульсаций выходного тока 0,005% от номинального.

Существенный вклад в разработку теоретических основ построения регуляторов с избирательными обратными связями на основе коммутационных фильтров и решения проблемы обеспечения устойчивости двухканальной системы регулирования тока источника питания с тиристорным преобразователем и силовым активным фильтром внес к.т.н. Ассуиров Д.А.

В результате выполненных исследований отделом был создан и введен в эксплуатацию в 1982 году трехканальный источник питания катушек Гельмгольца магнитоизмерительного стенда Отделения с улучшенными техническими и эксплуатационными характеристиками. С 1983 по 1988 годы по техническому заданию ЦКБ «Рубин», г. С.-Петербург и совместно с ПО «Преобразователь», г. Запорожье выполнены опытно-конструкторские работы по разработке серии преобразователей мощностью 5-30 кВт с низким уровнем пульсаций тока (0,005-0,05%) для питания размагничивающих устройств перспективных кораблей. Отделом была проведена разработка и передана в производство рабочая конструкторская документация на блок управления и блок активного фильтра для преобразователей типов ТПВ и В-ТПВ, которые в 1992 году сданы МВК и в настоящее время серийно выпускаются заводом «Преобразователь» для нужд ВМФ России. Основной вклад в разработку преобразователей типа ТПВ и внедрение их в промышленное производство внес С.В. Петров, а также сотрудники отдела Ассуиров Д.А., Бойко С.Н., Челомбитько А.Ф., Коший В.В., Салыга С.Я., Радоуцкая Л.Н.

Наряду созданием источников питания размагничивающих устройств, в этот период отдел №20 выполнял большой объем работ по заданию ВНИИЭМ. Это разработка тягового электропривода переменного тока для объектов бронетехники (1976-1978 гг., Розов В.Ю., Петров С.В., Ассуиров Д.А., Долуда В.Н.); разработка асинхронного тягового электропривода электромобиля УАЗ-451-МИ (1978-1980 гг., Розов В.Ю., Петров С.В., Долуда В.Н., Бойко С.Н., Салыга В.Я., Сокол А.В., Радоуцкая Л.Н.); разработка системы управления преобразователя ТПС-1000-320 для Истринского филиала ВНИИЭМ (1984-1989 гг., Розов В.Ю., Петров С.В., Ассуиров Д.А., Коший В.В., Радоуцкая Л.Н.). Отделом выполнялись также работы по созданию и внедрению магнитоизмерительных систем

переменного магнитного поля МИСС, МИСС1, МИСП (1985-1989 гг., Ерисов А.В, Долуда В.Н., Запча Ю.А., Шишка В.В.), работы по разработке и внедрению систем автоматической компенсации ВМП статических преобразователей (Петров С.В., Ерисов А.В.)

Отделение магнетизма ИЭД НАН Украины (1992-2005 гг.). В 1991 году ХО ВНИИЭМ было преобразовано в Научно-исследовательский институт электромеханики Гособоронпромаша Украины (приказ Гособоронпромаша УССР от 14.11.91 №24), а в 1992 году – передано в ведение АН Украины (приказ Фонда государственного имущества Украины от 03.09.92 №364) и преобразовано в Отделение магнетизма Института электродинамики АН Украины на самостоятельном балансе (Постановление Президиума Академии наук Украины от 07.10.92 № 265).

Президентом АН Украины академиком Патонем Б.Е. и директором Института электродинамики АН Украины академиком Шидловским А.К. перед коллективом Отделения были поставлены две основные задачи: осуществить дальнейшее развитие теории магнетизма для различных классов технических объектов; решить прикладную задачу «магнитного дутья» дуги при электросварке трубопроводов постоянным током. Здесь необходимо отметить, что эти задачи были успешно решены.

Были утверждены основные направления научной деятельности Отделения: исследование магнитных полей технических объектов и разработка методов целенаправленного влияния на структуру этих полей; решение проблем магнитной защиты автономных объектов, магнитной совместимости технических средств, использования магнитных полей в технологических процессах. На основе отдела маломанитного электрооборудования №10 сформирован отдел магнетизма технических объектов №10 под руководством д.т.н. Розова В.Ю., а на основе отдела статических преобразователей №20 – отдел проблем стабилизации параметров магнитных полей №20 под руководством к.т.н. Ильюхина В.И. Начались плановые исследования проблем магнетизма различных технических объектов.

Так, по заказу Минобороны и ЦКБ «Ленинская кузница», г. Киев, в 1993-1998 гг. были выполнены исследования магнетизма кораблей противоминной обороны. Разработан отвечающий современному мировому урону комплекс магнитной защиты корабля (проект «ТЩИБ-МЗ»), включающий применение маломанитного электрооборудования и систем автоматической компенсации магнитного поля корабля с курсовым регулированием (Ерисов А.В., Волохов С.А., Петров С.В., Асуиров Д.А.).

Выполнены исследования магнетизма трубопроводов и предложен метод двухимпульсного статического размагничивания торцов труб перед электросваркой, разработана методика размагничивания, размагничивающая установка и технология локального размагничивания свариваемых стыков (1993-1998 гг.). В настоящее время совместно с НПФ «Харьковнефтемаш» на магистральных нефте- и газопроводах Украины, России, Казахстана внедрено 12 установок, что позволило существенно повысить качество электросварки при ремонтных работах на магистральных трубопроводах за счет исключения явления «магнитного дутья» дуги (Волохов С.А., Добродеев П.Н.).

С 1994 года под руководством Петрова С.В. в Центре начались исследования магнетизма космических аппаратов по заказу КБ «Южное», г. Днепропетровск и ООО «НПП Хартрон-КОНСАТ», г. Запорожье. В 1994-1998 гг. выполнена разработка основных элементов магнитной системы управления космических аппаратов (КА). С 1996 г. начались планомерные работы по обеспечению магнитных характеристик КА и масштабное внедрение разработанных технологий, а в дальнейшем и плановые испытания КА и их комплектующих на магнитоизмерительном стенде Отделения. Так, в 2003 г. были выполнены испытания технологического, а в 2004 г. – лётного образцов КА «Микрос». В дальнейшем, в 2007 г. были проведены испытания лётного образца КА «Egyptsat», а в 2010 г. – испытания лётного образца КА Сич-2. В настоящее время Центр обеспечивает заданные магнитные характеристики всех КА разработки КБ «Южное». Разработанные в Центре технологии обеспечения магнитной чистоты КА и измерения магнитных характеристик КА имеют мировой уровень и стали составной частью технологии создания отечественных КА, что позволило существенно повысить качество управления их движением на околоземной орбите. Основной вклад в решение прикладных проблем магнетизма КА внес главный инженер Петров С.В., а также Ерисов А.В., Кильдишев А.В., Гетьман А.В., Салыга С.Я., Сокол А.В.

С 1999 г. совместно с КП «Харьковское конструкторское бюро по машиностроению им. А.А.Морозова» начались исследования магнетизма транспортных средств и создание систем их электромагнитной защиты (Ерисов А.В., Петров С.В.), а с 1997 г. – исследования магнетизма строительных конструкций для решения проблем магнитной экологии (Рудас Ю.Д., Пелевин Д.А.).

Одновременно с указанными разработками, под научным руководством д.т.н. Розова В.Ю. проводились фундаментальные исследования магнетизма различных классов технических объектов и их обобщение. Это позволило к 2005 году завершить формирование научного направления «магнетизм технических объектов», основанного на изучении совокупности магнитных свойств технических объектов и явлений, связанных с взаимодействием технических объектов и окружающей среды посредством магнитного поля, и приступить к решению таких фундаментальных задач магнетизма, как моделирование технических объектов как источников магнитного поля, определение параметров внешнего магнитного поля технических объектов, определение параметров объектов по параметрам их магнитного поля, управление магнитным полем технических объектов, изучение магнитного взаимодействия технических объектов и окружающей среды.

Огромную помощь нашему Центру в его становлении и развитии как академической организации оказал коллектив Института электродинамики, особенно академик Шидловский А.К., академик Стогний Б.С., а также академик Кириленко А.В., ученый секретарь Химюк И.В. Теперь мы всегда будем ощущать себя частью ИЭД, независимо от структуры и подчиненности нашего Центра.

Научно-технический центр магнетизма технических объектов НАН Украины (2005 г.)

После научного доклада д.т.н. Розова В.Ю. на заседании Президиума НАН Украины (Постановление Президиума НАН Украины от 09.11.2005 г. № 234), Отделение магнетизма Института электродинамики было преобразовано в Научно-технический Центр магнетизма технических объектов НАН Украины с правами научно-исследовательского института.

За последние годы удалось развить уникальную исследовательскую базу Центра и его кадровый потенциал. Сейчас в состав Центра входят три научных отдела: отдел № 10 физики и техники магнитных явлений, зав. отделом чл.-корр. НАН Украины Розов В.Ю.; отдел № 20 магнитных измерений, зав. отделом к.т.н. Гетьман А.В.; отдел №30 проблем управления магнитным полем, зав. отделом д.т.н. Кузнецов Б.И. В Центре работают 30 научных сотрудников, в том числе 4 доктора и 7 кандидатов технических наук. Уникальный Магнитодинамический комплекс Центра приобрел статус научного объекта национального достояния.

При Центре функционирует специализированный ученый совет по специальностям 05.09.03 – электротехнические комплексы и системы и 05.09.05 – теоретическая электротехника и аспирантура, где обучаются 9 аспирантов. Сформированы научные школы: «Магнетизм технических объектов» под руководством чл.-корр. НАН Украины Розова В.Ю. и «Многоканальные системы управления повышенной точности» под руководством д.т.н. Кузнецова Б.И.

За 1993-2009 годы по проблеме магнетизма технических объектов сотрудниками Центра опубликовано 286 научных трудов, из них 58 – за рубежом, 3 монографии. Защищено 2 докторских и 5 кандидатских диссертаций, установлены научные контакты с ведущими научными центрами России, США, Великобритании, Италии, Египта, Китая и других стран, ведущих исследования в области магнетизма различных технических объектов.

Из достижений мирового уровня НТЦ МТО НАН Украины в области фундаментальных исследований магнетизма технических объектов, можно отметить следующие. Разработку математических моделей магнитного поля обобщенного технического объекта (д.т.н. Розов В.Ю., к.т.н. Заутнер Ф.Л.). Создание теоретических основ построения контурных динамических систем для высокоточного измерения магнитных характеристик технических объектов (к.т.н. Волохов С.А., к.т.н. Кильдишев А.В., к.т.н. Гетьман А.В.). Разработку теоретических основ автоматического управления магнитным полем технических объектов (д.т.н. Розов В.Ю., к.т.н. Ассуиров Д.А.). Развитие методов решения обратных задач магнитостатики для технических объектов (д.т.н. Розов В.Ю., к.т.н. Реуцкий С.Ю.). Создание методов синтеза высокоточного управления на основе многоканальных итерационных систем, функционирующих по принципу грубого и точного управления основным параметром (д.т.н. Кузнецов Б.И., к.т.н. Ассуиров Д.А.). Разработку численных методов анализа магнитного поля строительных конструкций (д.т.н. Резинкина М.М.).

Сегодня усилия научного коллектива Центра направлены на дальнейшее развитие научного направления «магнетизм технических объектов» и решение на этой основе актуальных прикладных задач магнетизма. К таким задачам, в первую очередь, можно отнести магнетизм орбитальных космических аппаратов и магнитное управление их движением, магнитодиагностику технического состояния энергетических машин и трубопроводов, магнитную экологию жилых и производственных помещений, исключение негативного влияния магнетизма на технологические процессы.

V.Yu. Rozov, Corr. Member of NAS of Ukraine (Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, the National Academy of Sciences of Ukraine, Kharkov)

To the 40th anniversary of the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, the National Academy of Sciences of Ukraine. History, achievements, perspectives.

Summarized history and achievements of the Science and Technology Center of Magnetism of Technical Objects, the National Academy of Sciences of Ukraine in the period of 1970-2010.

ДО 60-РІЧЧЯ АКАДЕМІКА НАЦІОНАЛЬНОЇ АКАДЕМІЇ НАУК УКРАЇНИ КИРИЛЕНКА ОЛЕКСАНДРА ВАСИЛЬОВИЧА



Директор Інституту електродинаміки НАН України, доктор технічних наук, професор, академік НАН України О.В.Кириленко народився 20 травня 1950 р. У 1973 р. закінчив Київський політехнічний інститут, за фахом – інженер-електрик. 1973–1975рр. працював на кафедрі «Електричні мережі та системи» КПІ. Починаючи з 1975 р. і дотепер працює в Інституті електродинаміки НАН України, в різні періоди обіймаючи посади: молодшого наукового співробітника, завідувача лабораторії, завідувача відділу, головного наукового співробітника, ученого секретаря інституту, заступника директора інституту з наукової роботи, а з 2007 року – директора Інституту електродинаміки НАН України.

Науковий ступінь кандидата технічних наук отримав у 1981р., звання старшого наукового співробітника – у 1986 р., докторську дисертацію захистив у 1993 р., звання професора отримав у 1996, членом-кореспондентом НАН України був обраний у 1997 р., а академіком НАН України – у 2006 році.

Кириленко Олександр Васильович – видатний вчений, відомий в Україні та за її межами своїми працями в галузі електроенергетики, пов'язаними з підвищенням надійності та ефективності функціонування електроенергетичних об'єктів та систем, розробкою методів моделювання електричних мереж та електроенергетичних об'єктів. Його різнобічні дослідження процесів функціонування електроенергетичних систем забезпечили розвиток теорії створення систем керування такими процесами, дозволили запропонувати принципи, методи побудови відповідних інтегрованих інформаційно-управляючих систем та їхніх елементів і створити відповідні апаратні та програмні засоби. Ним запропоновано нові підходи до побудови систем контролю та діагностики в електроенергетиці, вирішено питання забезпечення їхньої надійності та відмовостійкості, точності та швидкодії, досліджено особливості формалізації та розв'язання задач параметричної оптимізації аналогових елементів та пристроїв автоматики електроенергетичних систем. Ним розвинуто теорію аналізу та оптимізації первинних перетворювачів струму, що призначені для роботи зі стабільними величинами похибок в усталених та перехідних режимах роботи, запропоновано методи відновлення сигналу в таких пристроях. Сьогодні активно розробляється концепція та методологія побудови інтегрованих інформаційно-управляючих систем потужних електроенергетичних об'єктів системного значення як складових системи керування функціонуванням електроенергетичних систем. Результати наукових робіт Кириленка О.В висвітлено в численних публікаціях (понад 300), серед яких – 14 монографій.

Олександр Васильович успішно поєднує наукову, організаційну, педагогічну та громадську діяльність. Він є заступником академіка-секретаря Відділення фізико-технічних проблем енергетики, очолює експертну раду з електротехніки та енергетики ВАК України та НТК «Керування енергетичними системами та пов'язані з ним процеси інформаційної взаємодії» (ТК 162), входить до складу редколегій багатьох фахових періодичних видань.

Наукові досягнення і громадська діяльність О.В.Кириленка відзначена державними преміями та нагородами: 1983 – медаллю Академії наук УРСР та премією для молодих вчених; 1988 – золотою медаллю ВДНГ СРСР; 1995 – премією ім. С.О.Лебедева НАН України; 1999 – державною премією України в галузі науки і техніки за роботу "Розробка наукових основ та засобів підвищення енергетичної ефективності та їх впровадження у системах управління постачанням і використанням електроенергії, природного газу та тепла"; 2008 – присвоєно звання «Заслужений діяч науки і техніки України»; 2009 – присвоєно звання лауреата конкурсу «Лідер паливно-енергетичного комплексу-2009» у номінації «Вчений».

Колектив Інституту електродинаміки НАН України щиро вітає Олександра Васильовича з ювілеєм, бажає міцного здоров'я, щастя, успіхів та натхнення у науковій діяльності.

ДО 75-РІЧЧЯ ЧЛЕНА-КОРЕСПОНДЕНТА НАН УКРАЇНИ ВОЛОДИМИРА ГРИГОРОВИЧА КУЗНЕЦОВА



Доктор технічних наук, професор, лауреат Державної премії України, заслужений діяч науки і техніки В.Г.Кузнецов народився 1 червня 1935р. у м.Кримську Краснодарського краю. 1958р. закінчив електротехнічний факультет Київського політехнічного інституту. У 1958–1961рр. працював інженером-електриком у проектному інституті Київського раднаргоспу, у 1961–1966 рр. – асистентом кафедри теоретичних основ електротехніки Київського політехнічного інституту. З 1966 р. працює в Інституті електродинаміки НАН України (аспірант, завідувач відділу, заступник директора з наукової роботи, головний науковий співробітник).

В.Г.Кузнецов – відомий у галузі електроенергетики та електротехніки вчений. Ним створені науковий напрямок та школа з оптимального управління електромагнітними процесами в багатофазних системах з джерелами несиметричних, нелінійних та швидкозмінних спотворень. В цих рамках виконані дослідження по комплексному підвищенню якості електроенергії та зменшенню її втрат, забезпеченню

електромагнітної сумісності, енергозберігаючому керуванню режимами електричних мереж, обмеженню резонансних та ферорезонансних перенапруг в мережах високої та надвисокої напруги. Запропоновані методи та пристрої знайшли широке впровадження в Україні, країнах СНД та багатьох високорозвинених країнах світу.

Ці роботи у подальшому отримали значний розвиток у працях Кузнецова В.Г. та його учнів, серед яких більше 20 кандидатів наук. Результати досліджень були відзначені Державною премією України, Міжнародною премією Президентів НАН України, Білорусі та Молдови, преміями НАН України ім. Г.Ф.Проскури та ім. С.О.Лебедева.

Результати наукової діяльності В.Г. Кузнецова висвітлено у понад 400 публікаціях, серед яких 8 монографій і 56 винаходів та патентів. Він є головою спецради по захисту докторських дисертацій, заступником Наукової ради НАН України «Наукові основи електроенергетики», членом редколегій журналів «Технічна електродинаміка», «Проблеми енергетики» (Азербайджан) та інших. Професор В.Г.Кузнецов велику увагу приділяє педагогічній діяльності, пов'язаній з вихованням студентів НТУ України «КПІ».

Наукова громадськість, колеги, друзі та учні щиро вітають Володимира Григоровича з ювілеєм, бажають міцного здоров'я, щастя та творчої наснаги!